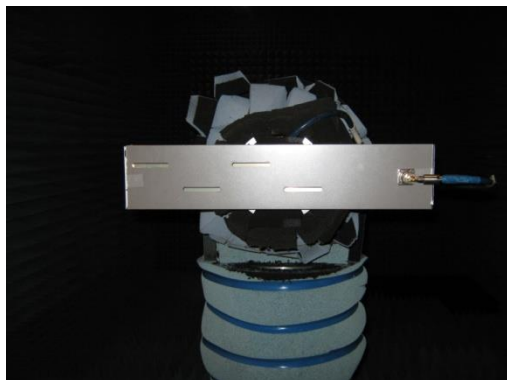




INSTITUTO SUPERIOR TÉCNICO  
Universidade Técnica de Lisboa



ACADEMIA MILITAR  
DULCE ET DECORUM EST PRO PATRIA MORI



## **PROJETO, REALIZAÇÃO E ESTUDO COMPARATIVO DE 2 AGREGADOS DE FENDAS**

**João Carlos Ferreira Monteiro**

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em

**Engenharia Electrotécnica e de Computadores**

**Júri**

Presidente: Professor Doutor José Manuel Bioucas Dias

Orientador: Professora Doutora Maria João Marques Martins

Acompanhante: Professor Doutor José Luís Gonçalves Correia da Mata

Vogal: Professora Doutora Isabel Ventim Neves

**Outubro 2011**



## Agradecimentos

A dissertação de mestrado que se segue, surge como término de mais um ciclo da vida académica. Para chegar à sua realização, foram ultrapassados momentos bons e momentos menos bons, nos quais sempre estiverem presente um grupo de pessoas sem as quais a realização destas tarefas seria praticamente impossível.

À minha família agradeço a forma como me educaram e me incutiram os valores morais e cívicos, bem como todo o apoio que me deram.

Agradeço também aos professores que acompanharam o meu percurso escolar, e que transmitiram conhecimentos fundamentais ao sucesso desse percurso.

Ao Senhor António Almeida agradeço o tempo dispensado e a sua ajuda nos testes e medições realizados na Câmara Anecóica. Ao João Rodrigues agradeço todo o apoio e disponibilidade.

À minha orientadora e Co-Orientador, respectivamente, Professora Doutora Maria João Marques Martins e Professor Doutor José Luís Gonçalves Correia da Mata, agradeço a disponibilidade, motivação e crítica ao longo do trabalho.

À Noémia pela paciência, carinho, apoio, motivação, por tudo.

## Resumo

No contexto actual, as redes sem fios surgem como uma vertente capaz de disponibilizar os mais variados serviços (Televisão, Internet, Telefone, etc). A crescente procura deste tipo de redes, incentiva o desenvolvimento de projectos nesta área, bem como a optimização de recursos já existentes, com o objectivo de tornar este serviço mais competitivo.

Esta dissertação surgiu da ambição de realizar um estudo comparativo de 2 antenas constituídas por guias de onda com fendas em plano ortogonais. As antenas possuem o mesmo número de fendas, diferindo apenas na posição das mesmas: uma tem fendas no plano  $zx$ , a outra contém fendas no plano  $zy$ . Apresentam ainda divergências no parâmetro offset: a antena com fendas no plano  $zx$  necessita do dimensionamento de um offset, enquanto a antena com fendas no plano  $zy$  não tem offset.

A análise das antenas será baseada em parâmetros característicos como a largura de feixe a  $-3\text{dB}$ , o ganho nos diferentes planos de polarização e o coeficiente de onda estacionária. Pretende-se projectá-las para que operem na banda de  $2,45\text{GHz}$ , realizando as simulações e medidas experimentais correspondentes aos parâmetros em estudo através da utilização do simulador CST MWS e a Câmara Anecóica do DEEC/IST respectivamente. Este estudo tem ainda como objectivos a aquisição de experiência no projecto, realização e prática de antenas; a caracterização, simulação e medição das características de radiação das antenas e por fim o dimensionamento de sistemas de adaptação.

**Palavras-chave:** Simulador CST MWS, Câmara Anecóica, ganho, largura de feixe a  $-3\text{ dB}$ , Coeficiente de onda estacionária.

## Abstract

Nowadays, wireless networks appear as a component capable to provide the most varied services (Television, Internet, Phone, etc). Such networks appear available to all users, whether in study places (Universities, etc), in recreational sites (bars, shopping malls, etc) or even created by the users themselves for their own enjoyment. The growing demands for such networks, encourage the development of projects in that area, as well as optimize the existing recourses in order to make this service more competitive.

This dissertation arose from the ambition to make a comparative study of two antennas composed by waveguides with slots in orthogonal plane. The antennas have the same number of slits. However the position of the slits differs, one contains the slots in the plane  $zx$ , and the other in the plane  $zy$ . They differ in offset parameters; the antenna with slots in plane  $zx$  requires the dimensioning of the offset, while the antenna with slots in  $zy$  plane has no offset.

The antennas analysis will be based on characteristic parameters such as -3dB bandwidth, the gain in different polarization planes and the standing wave ratio. The aim is to project the antennas to work in 2,45GHz band, performing the simulations and experimental measurements corresponding to the parameters under study using the CST MWS and anechoic chamber, respectively. This study also aims to acquire experience in design, implementation and practice of antennas; characterization, simulation and measurement of radiation characteristics and finally the dimensioning of adaptive systems.

**Keywords:** Simulator CST MWS, Anechoic Chamber, gain, -3dB bandwidth, Standing Wave Ratio.

# Índice

Agradecimentos.....	III
Resumo .....	IV
Abstract .....	V
Índice .....	VI
Lista de Tabelas .....	VIII
Lista de Figuras .....	IX
Lista de Acrónimos e Siglas .....	XI
Lista de Símbolos .....	XII
1 Introdução .....	1
1.1 Motivação e objectivos .....	1
1.2 Estado da Arte .....	2
1.3 Estrutura .....	3
2 Dimensionamento Teórico das Antenas .....	4
2.1 Guia de Ondas .....	4
2.2 Modo Fundamental.....	7
2.3 Corrente superficial .....	8
2.4 Tipos de Fendas.....	12
2.5 Agregado de Fendas .....	13
2.6 Fendas.....	15
3 Antena com fendas no plano zy.....	18
3.1 Construção .....	18
3.1.1 Dimensões do guia.....	19
3.1.2 Posicionamento das fendas .....	19
3.1.3 Dimensionamento do Poste de Alimentação .....	22
3.1.4 Medidas utilizadas na construção .....	22
3.2 Simulação.....	24
3.3 Medidas experimentais da Antena com fendas no plano zy.....	30
3.3.1 Coeficiente de Onda Estacionária ( $S_{11}$ ) .....	30
3.3.2 Polarização das antenas .....	32
3.3.3 Ganho da antena.....	34

3.4	Comparação entre simulações e resultados experimentais .....	35
4	Antena com fendas no plano zx.....	38
4.1	Dimensionamento da antena .....	38
4.1.1	Dimensionamento do guia.....	38
4.1.2	Posicionamento das fendas no guia .....	39
4.2	Simulações .....	42
4.2.1	Simulações sem stub .....	42
4.2.2	Simulações com stub .....	44
4.3	Resultados obtidos experimentalmente .....	48
4.3.1	Coeficiente de onda estacionária .....	48
4.3.2	Polarização e Polarização Cruzada .....	49
4.3.3	Ganho Real da Antena .....	50
4.4	Comparação entre resultados experimentais e simulações .....	52
4.4.1	Comparação dos Coeficientes de onda estacionária ( $S_{11}$ ) .....	52
4.4.2	Comparação do Ganhos reais .....	52
5	Comparação entre Antenas .....	55
5.1	Comparação entre resultados obtidos por simulação.....	55
5.2	– Comparação entre resultados obtidos experimentalmente .....	58
6	Conclusões.....	61
6.1	Considerações finais .....	61
6.2	Perspectivas de Trabalho Futuro .....	64
	Referências .....	66
	Bibliografia.....	67
	Anexos.....	69
	Anexo A .....	69
	Anexo B .....	73
	Anexo C .....	75

## Lista de Tabelas

Tabela 2.1 – Características do guia de ondas.....	10
Tabela 3.1 - Frequências de corte (GHz) dos primeiros modos n/m .....	19
Tabela 3.2 - Características das ondas no interior do guia .....	19
Tabela 3.3 - Características da fenda .....	22
Tabela 3.4 - Posicionamento das fendas no guia .....	22
Tabela 3.5 – Posicionamento das fendas (medidas para construção) .....	23
Tabela 3.6 - Características da fenda (Construção) .....	23
Tabela 3.7 - Dimensões do poste de alimentação .....	23
Tabela 3.8 – Comprimento do guia .....	23
Tabela 3.9 – Resumo das simulações da antena sem <i>stub</i> .....	26
Tabela 3.10 – Resumo das simulações da antena com <i>stub</i> .....	29
Tabela 3.11 – Comparação entre a antena com <i>stub</i> e sem <i>stub</i> .....	30
Tabela 3.12 – Tabela resumo das medidas experimentais .....	35
Tabela 3.13 – Tabela resumo da comparação entre resultados simulados e experimentais.....	37
Tabela 4.1 – Características do guia de ondas de secção rectangular .....	38
Tabela 4.2 – Características do sinal introduzido e do sinal no interior do guia .....	39
Tabela 4.3 - Dimensões das fendas .....	39
Tabela 4.4 – Posicionamento das fendas relativamente ao final do guia.....	41
Tabela 4.5 - Dimensões das fendas .....	41
Tabela 4.6 – Dimensões relativas ao poste de alimentação .....	41
Tabela 4.7 – Resultados da simulação da antena de 4 fendas .....	44
Tabela 4.8 – Posicionamento do duplo stub .....	45
Tabela 4.9 – Resumo de resultados da Figura 4.18 .....	50
Tabela 4.10 – Tabela resumo da Figura 4.26 .....	51
Tabela 4.11 – Tabela resumo das medidas experimentais .....	51
Tabela 4.12 - Comparação entre os valores simulados e valores reais da antena de 4 fendas	54
Tabela 5.1 – Tabela resumo da comparação entre resultados obtidos por simulação com <i>stub</i> das duas antenas em estudo .....	57
Tabela 5.2 – Tabela resumo da comparação entre resultados experimentais com <i>stub</i> das duas antenas em estudo .....	60



## Lista de Figuras

Figura 2.1 – Guia de ondas de secção rectangular .....	4
Figura 2.2 – Distribuição das linhas do campo eléctrico, do campo magnético e da corrente eléctrica .....	10
Figura 2.3 – Fendas no plano zx.....	12
Figura 2.4 – Fenda no plano zy.....	12
Figura 2.5 – Fenda posicionada num guia.....	15
Figura 3.1 - Distribuição das linhas de corrente ao longo do guia.....	20
Figura 3.2 - Distribuição das linhas de corrente ao longo do guia no plano zy .....	21
Figura 3.3 – Gráfico do $S_{11}$ da antena de 4 fendas no plano zy.....	24
Figura 3.4- Gráfico do $S_{11}$ (Carta de Smith) da antena de 4 fendas no plano zy .....	24
Figura 3.5 – Gráfico do VSWR da antena de 4 fendas no plano zy .....	24
Figura 3.6 – Diagrama de radiação 3D da antena de 4 fendas no plano zy .....	25
Figura 3.7 – Diagrama de radiação (Plano H) da antena de 4 fendas no plano zy.....	25
Figura 3.8 – Diagrama de radiação (Plano E) da antena de 4 fendas no plano zy .....	25
Figura 3.9 – Gráfico do $S_{11}$ da antena de 4 fendas no plano zy com <i>stub</i> .....	27
Figura 3.10 - – Gráfico do $S_{11}$ (Carta de Smith) da antena de 4 fendas no plano zy com <i>stub</i> ..	27
Figura 3.11 – Gráfico do VSWR da antena de 4 fendas no plano zy com <i>stub</i> .....	27
Figura 3.12 – Diagrama de radiação 3D da antena de 4 fendas no plano zy com <i>stub</i> .....	28
Figura 3.13 – Diagrama de radiação (Plano H) da antena de 4 fendas no plano zy com <i>stub</i> ..	28
Figura 3.14 – Diagrama de radiação (Plano E) da antena de 4 fendas no plano zy com <i>stub</i> ..	28
Figura 3.15 – Montagem para medição do coeficiente de onda estacionária .....	31
Figura 3.16 - $S_{11}$ da antena com fendas no plano zy .....	31
Figura 3.17 – Aspecto da antena colocada na Câmara Anecóica.....	32
Figura 3.18 – Polarização normal e cruzada no plano E .....	33
Figura 3.19 – Polarização normal e cruzada no plano H.....	33
Figura 3.20 – Diagrama de radiação no plano E .....	34
Figura 3.21 – Diagrama de radiação no plano H .....	34
Figura 3.22 – Comparação dos valores do $S_{11}$ de simulação e experimental.....	35
Figura 3.23 - Comparação entre diagramas de radiação no plano H.....	36
Figura 3.24 – Comparação entre diagramas de radiação no plano E .....	36
Figura 4.1 – Posicionamento das fendas ao longo do guia .....	40
Figura 4.2 – $S_{11}$ da antena de 4 fendas .....	42
Figura 4.3 – $S_{11}$ da antena de 4 fendas (Carta de Smith).....	42
Figura 4.4 – VSWR da antena de 4 fendas .....	42
Figura 4.5 – Diagrama de Radiação (3D) da antena de 4 fendas .....	43
Figura 4.6 - Diagrama de Radiação (Plano H) da antena de 4 fendas.....	43
Figura 4.7 – Diagrama de Radiação (Plano E) da antena de 4 fendas .....	44
Figura 4.8 – $S_{11}$ da antena de 4 fendas com duplo <i>stub</i> .....	45

Figura 4.9 – $S_{11}$ da antena de 4 fendas com duplo <i>stub</i> (Carta de Smith) .....	45
Figura 4.10 - VSWR da antena de 4 fendas com duplo <i>stub</i> .....	45
Figura 4.11 – Diagrama de Radiação (3D) da antena de 4 fendas com duplo <i>stub</i> .....	46
Figura 4.12 – Diagrama de Radiação (Plano H) da antena de 4 fendas com duplo <i>stub</i> .....	46
Figura 4.13 – Diagrama de radiação (Plano E) da antena de 4 fendas.....	46
Figura 4.14 – Comparação entre a antena de 4 fendas sem e com duplo <i>stub</i> .....	47
Figura 4.15 – $S_{11}$ da antena de 4 fenda .....	48
Figura 4.16 – Polarização da antena de 4 fendas (Plano H) .....	49
Figura 4.17 – Polarização da antena de 4 fendas (Plano E) .....	49
Figura 4.18 – Diagrama de Radiação da antena de 4 fendas no Plano H .....	50
Figura 4.19 – Diagrama de Radiação da antena de 4 fendas no Plano E .....	51
Figura 4.20 - Comparação dos valores de $S_{11}$ da antena de 4 Fendas.....	52
Figura 4.21 - Comparação do diagrama de radiação da antena de 4 fendas no plano H.....	53
Figura 4.22 – Comparação do diagrama de radiação da antena de 4 fendas no plano E .....	53
Figura 5.1 – $S_{11}$ (Simulação) das duas antenas em estudo .....	55
Figura 5.2 – Ganho (Plano H) das duas antenas em estudo.....	56
Figura 5.3 – Ganho no plano E das duas antenas em estudo.....	56
Figura 5.4 – $S_{11}$ (experimental) das duas antenas em estudo.....	58
Figura 5.5 – Ganho no plano H das duas antenas em estudo .....	58
Figura 5.6 – Ganho (Simulação) no Plano E das duas antenas em estudo .....	59
Figura 6.1 – Diagrama de radiação 3D (Perspectiva segundo o Plano H) da antena com fendas no plano zx .....	62
Figura 6.2 – Diagrama de radiação 3D (Perspectiva segundo o Plano H) da antena com fendas no plano zy .....	63
Figura 6.3 – Diagrama de radiação 3D (Perspectiva segundo o plano E) da antena com fendas no plano zx .....	63
Figura 6.4 – Diagrama de radiação 3D (Perspectiva segundo o plano E) da antena com fendas no plano zx .....	63
Figura A.1 - Ilustração óptica do Princípio de Babinet .....	69
Figura A.2 - Admitância de uma linha de transmissão .....	71
Figura A.3 – VSWR experimental da antena com fendas no plano zy .....	73
Figura A.4 - Comparação entre o VSWR simulado e o medido experimentalmente da antena com fendas no plano zy .....	73
Figura A.5 – Comparação do VSWR experimental das duas antenas em estudo neste trabalho .....	74
Figura A.6 – Comparação do VSWR simulado das duas antenas em estudo neste trabalho ...	74
Figura A.7 - Corneta de calibração no plano E .....	75
Figura A.8 - Corneta de calibração no plano H.....	75

## **Lista de Acrónimos e Siglas**

CST MWS	Computer Simulation Technology Microwave Studio
NLS	Nível de Lóbulos Secundários
PEC	Perfect Electric Conduiter – Condutor Perfeito
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio – Coeficiente de Onda Estacionária
TE	Modo Transversal Eléctrico
TEM	Modo Transversal Eléctrico e Magnético
TM	Modo Transversal Magnético
NA	Network Analyser
CA	Câmara Anecóica
DEEC	Departamento de Engenharia Electrotécnica e Computadores

## Lista de Símbolos

$div$	Operador matemático divergência
$\vec{D}$	Vector deslocamento eléctrico
$\rho$	Densidade de carga livre [ $Cm^{-1}$ ]
$\vec{B}$	Vector indução magnética [T]
$rot$	Operador matemático rotacional
$\vec{E}$	Vector campo eléctrico [ $V.m^{-1}$ ]
$\vec{H}$	Vector campo magnético [ $A.m^{-1}$ ]
$\vec{J}_c$	Densidade de corrente livre [ $A.m^{-2}$ ]
$a$	Largura interna do guia de ondas rectangular [m]
$b$	Altura interna do guia de ondas rectangular [m]
$k_1$	Constante de propagação no meio interior do guia de ondas [ $rad.m^{-1}$ ]
$E_x$	Componente do campo eléctrico segundo o eixo dos xx [ $V.m^{-1}$ ]
$E_y$	Componente do campo eléctrico segundo o eixo dos yy [ $V.m^{-1}$ ]
$E_z$	Componente do campo eléctrico segundo o eixo dos zz [ $V.m^{-1}$ ]
$H_x$	Componente do campo magnético segundo o eixo dos xx [ $A.m^{-1}$ ]
$H_y$	Componente do campo magnético segundo o eixo dos yy [ $A.m^{-1}$ ]
$H_z$	Componente do campo magnético segundo o eixo dos zz [ $A.m^{-1}$ ]
$k_z$	Constante de propagação ao longo do eixo dos zz [ $rad.m^{-1}$ ]
$k_x$	Constante de propagação transversal segundo o eixo dos xx [ $rad.m^{-1}$ ]
$k_y$	Constante de propagação transversal segundo o eixo dos yy [ $rad.m^{-1}$ ]
$m$	Número inteiro, índice dos modos em xx
$n$	Número inteiro, índice dos modos em yy
$j$	Unidade imaginária
$Z^{TE}$	Impedância transversal do modo TE [ $\Omega$ ]

$Z_1$	Impedância do meio interior do guia [ $\Omega$ ]
$Z^{TM}$	Impedância transversal no modo TM [ $\Omega$ ]
$\omega$	Frequência angular [ $\text{rad.s}^{-1}$ ]
$\varepsilon$	Permeabilidade eléctrica [ $\text{F.m}^{-1}$ ]
$\mu$	Permeabilidade magnética [ $\text{H.m}^{-1}$ ]
$f_c$	Frequência de corte [Hz]
$\lambda_c$	Comprimento de onda de corte [m]
$\lambda_g$	Comprimento de onda no guia de ondas [m]
$\vartheta_P$	Velocidade de fase [ $\text{m.s}^{-1}$ ]
$\vartheta_G$	Velocidade de grupo [ $\text{m.s}^{-1}$ ]
$P_z$	Potência transmitida [w]
$S^T$	Secção transversal do guia de ondas [ $\text{m}^2$ ]
$\vec{E}_T$	Vector Campo Eléctrico transversal [ $\text{V.m}^{-1}$ ]
$\vec{H}_T$	Vector Campo Magnético transversal [ $\text{A.m}^{-1}$ ]
$Y_0$	Admitância no vácuo [ $\Omega^{-1}$ ]
$Z_0$	Impedância no vácuo [ $\Omega^{-1}$ ]
$Y_1$	Admitância no meio 1 [ $\Omega^{-1}$ ]
$V_i$	Tensão incidente [V]
$V_r$	Tensão reflectida [V]
$V_t$	Tensão transmitida [V]
$\tau_\vartheta$	Operador de transmissão (tensão) [V]
$E_i$	Campo Eléctrico incidente [ $\text{V.m}^{-1}$ ]
$E_r$	Campo Eléctrico reflectido [ $\text{V.m}^{-1}$ ]
$E_t$	Campo Eléctrico transmitido [ $\text{V.m}^{-1}$ ]
$\tau_E$	Operador de transmissão (campo) [ $\text{V.m}^{-1}$ ]

$E_s$	Campo Eléctrico na fenda [ $V.m^{-1}$ ]
$\tau'_E$	Operador de transmissão na presença do plano complementar [ $V.m^{-1}$ ]
$E'_t$	Campo Eléctrico transmitido pelo plano complementar [ $V.m^{-1}$ ]
$Y_2$	Admitância no meio 2 [ $\Omega^{-1}$ ]
$Z_1$	Impedância no meio 1 [ $\Omega$ ]
$Z_2$	Impedância no meio 2 [ $\Omega$ ]
$V_s$	Tensão na fenda [V]
$I_s$	Corrente na fenda [A]
$H_s$	Campo Magnético na fenda [ $A.m^{-1}$ ]
$V_d$	Tensão no dipolo [V]
$I_d$	Corrente no dipolo [A]
$E_d$	Campo Eléctrico no dipolo [ $V.m^{-1}$ ]
$H_d$	Campo Magnético no dipolo [ $A.m^{-1}$ ]
$\vec{n}$	Vector unitário normal a uma superfície
$\vec{j}$	Vector densidade de corrente [ $A.m^{-2}$ ]
$\vec{j}_y$	Componente em yy do vector densidade de corrente [ $A.m^{-2}$ ]
$\vec{j}_x$	Componente em xx do vector densidade de corrente [ $A.m^{-2}$ ]
$\vec{j}_z$	Componente em zz do vector densidade de corrente [ $A.m^{-2}$ ]
$g$	Condutância normalizada de uma fenda [S]
$r$	Resistência normalizada de uma fenda [ $\Omega$ ]
$\vec{H}_0$	Intensidade Campo Magnético [ $A.m^{-1}$ ]
$\vec{E}_0$	Intensidade Campo Eléctrico [ $V.m^{-1}$ ]
$F_s$	Campo na presença de um plano condutor perfeito
$F_{cs}$	Campo na presença de um plano condutor complementar
$F_0$	Campo na ausência de um plano condutor

$\alpha_z$	Constante de atenuação da propagação em zz [Neper.m <sup>-1</sup> ]
$\beta_z$	Constante de fase da propagação em zz [rad.m <sup>-1</sup> ]
J	Densidade de corrente eléctrica [A.m <sup>-2</sup> ]
M	Densidade de corrente magnética [A.m <sup>-2</sup> ]

# Capítulo 1

## 1 Introdução

### 1.1 Motivação e objectivos

Nas últimas décadas, o desenvolvimento tecnológico encontra-se em consonância com o actual paradigma da sociedade. Desde os seus primórdios que o homem é um ser social, o qual se desenvolve comunicando. Actualmente a população mundial encontra-se dispersa pelo mundo pelo que são necessários mecanismos electrónicos facilitadores de troca de informação para locais, fisicamente distantes e a menor custo.

Em 1902, Marconi concretizava com êxito a primeira troca de comunicação bidireccional, transmitindo Código Morse, criado anteriormente, em 1835, por Samuel Morse. O conceito de comunicação sem fios (*Wireless*), através de radiofrequência, surgiu em meados do século XIX a partir das teorias de dois físicos ingleses - Michael Faraday e James Maxwell. Contudo, foi no início do século XX, que decorreram notáveis avanços tecnológicos por John Fleming e Lee De Forest, tornando possível modular e amplificar sinais sem fio para o envio de transmissões de voz.

Actualmente, a comunicação sem fios permite estabelecer a comunicação entre dois dispositivos, mediante a propagação de ondas electromagnéticas (p.e. ondas de rádio, luz infravermelha, laser, etc). Na indústria de telecomunicações, a sua aplicabilidade é notável nos transmissores e receptores de rádio, controlos remotos, redes de computadores, entre outros.

Neste âmbito, as antenas constituídas por fendas assumem maior relevância no sistema de comunicação sem fios (*Wireless*). Uma fenda num guia de ondas metálico é um elemento radiante. O seu comportamento é idêntico ao funcionamento de um dipolo eléctrico. Por analogia, um agregado de fendas apresenta comportamento idêntico ao de um agregado de dipolos.

Inicialmente, o objecto de estudo foi uma fenda posicionada num plano metálico. No entanto, e à semelhança do que sucede nos dipolos, os agregados constituem uma solução para a optimização das características de uma antena (p.e. o ganho). Esta optimização, constitui a principal razão para estudar as características de radiação dos agregados de fendas, colocados em diferentes posições num guia metálico.

É neste contexto que surge o objectivo primário desta dissertação: a análise de duas antenas constituídas por guias de ondas com deferente posicionamento das fendas no guia, para posteriormente possibilitar a comparação da antena com outra antena [1].



A antena constituída por um agregado de fendas apresenta inúmeras vantagens, das quais se destacam:

- Simplicidade do material a utilizar na sua construção (cantoneira de alumínio adunizado, facilmente disponível em construções, cenários de guerra, etc);
- Fácil construção
- Robustez elevada;
- Elevada rejeição à polarização cruzada;
- A Banda de frequência utilizada não necessita de licença;

Deste modo, as antenas de fendas são uma opção viável nas comunicações sem fios. Algumas das vantagens, tais como a robustez e a disponibilidade do material permite aplicabilidade militar destas antenas, na medida em que facilita a construção de pequenas redes, com o objectivo de guarnecer um posto de comando militar, ou equipar a rede sem fios de uma Unidade Militar, entre outros.

O estudo da antena propriamente dito engloba três etapas. Inicialmente, o estudo realiza-se em torno do dimensionamento da antena. Para tal, foram necessários conhecimentos teóricos assimilados ao longo do curso e uma bibliografia pertinente.

A segunda etapa, engloba a simulação da antena usando o programa informático de simulação, o *Computer Simulation Technology Microwave Studio* (CST MWS). Por fim, numa terceira etapa, é realizada a análise experimental da antena, com base em medições na Câmara Anecóica (CA) do DEEC, Instituto Superior Técnico e no Network Analyser (NA).

Os objectivos propostos para esta dissertação foram integralmente cumpridos.

## **1.2 Estado da Arte**

Inicialmente, esta comunicação foi possível mediante a utilização de dispositivos ligados fisicamente entre si, onde se propagavam ondas rádio. Actualmente, as redes de comunicação funcionam por comunicação via rádio, sem fios, as quais apresentam um vasto leque de vantagens na difusão da informação quer militar, quer na sociedade, por prescindirem de uma estrutura de guiamento, que é cara e se for destruída inviabiliza a transmissão, não introduzem poluição visual, e permitem a interligação entre utilizadores em qualquer momento e lugar.

Uma das principais razões, para esta aplicação ser possível, foi o Princípio de Babinet (Anexo A). Este princípio potenciou a capacidade de criar equipamentos substitutos de equipamentos com fios.

Actualmente a aplicabilidade das antenas de fendas é bastante grande, o que poderá ser explicado com o menor custo de aquisição e fácil acesso. Contudo, a robustez duma antena de fendas permite afirmá-la como potencial alternativa militar, quer nas Unidades Nacionais, quer mundialmente em missões militares.

### 1.3 Estrutura

A estrutura da dissertação de mestrado apresentada tem por base 6 capítulos, cada um destes composto pelos respectivos subcapítulos. Nesta dissertação de mestrado a matéria encontra-se organizada tal como se descreve de seguida:

- **Capítulo 1 - Introdução** – Descrição dos objectivos e principais factores de motivação para a realização do mesmo.
- **Capítulo 2 - Dimensionamento teórico das antenas** – Neste capítulo será apresentada a teoria usada no dimensionamento das antenas construídas.
- **Capítulo 3 - Agregado constituído por um guia com fendas no plano zy** – estudo teórico, simulação, usando respectivamente o CST MWS e medidas de uma antena com 4 fendas no plano zy, na Câmara Anecóica da secção de propagação e Radiação do Departamento de Engenharia Electrotécnica e Computadores (DEEC) do Instituto Superior Técnico.
- **Capítulo 4 - Agregado constituído por um guia com fendas no plano zx** – Apresentação das simulações e medidas experimentais de uma antena com 4 fendas no plano zx, usando respectivamente o CST MWS e Câmara Anecóica.
- **Capítulo 5 - Comparação entre antenas** – Comparação, com base nos parâmetros utilizados na análise individual feita, das duas antenas em estudo.
- **Capítulo 6 - Comparação e conclusões** – Considerações finais e perspectivas de trabalho Futuro.

## Capítulo 2

### 2 Dimensionamento Teórico das Antenas

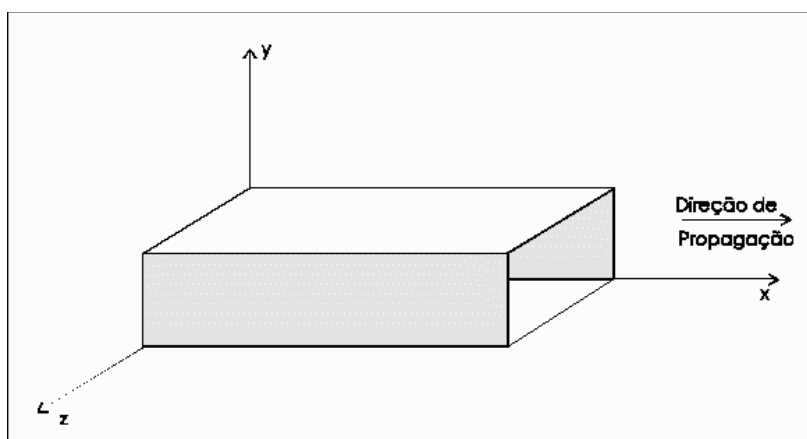
Com o objectivo de comparar dois tipos de antenas específicos, isto é, antenas que usam guias de onda. Neste capítulo é possível compreender o seu modo de funcionamento bem com a finalidade de projectar o posicionamento, largura e comprimento das fendas a inserir no guia.

#### 2.1 Guia de Ondas

Guia de Ondas é uma estrutura simples, constituída por quatro planos metálicos paralelos condutores perfeitos (PEC).

É possível compreender o “*estrutura das ondas electromagnéticas*” no interior de um guia de ondas recorrendo à utilização das Equações de Maxwell, tendo em conta as condições fronteira nas paredes do guia.

Os Guias de onda podem ser de vários tipos (p.e. circular, elíptica, rectangular), mas a análise teórica será apenas feita para guias de onda de secção rectangular.



**Figura 2.1 – Guia de ondas de secção rectangular [2]**

Considere-se um guia de ondas representado na Figura 2.1, bem como o seu sistema de eixos,  $a$  e  $b$ , sendo respectivamente a largura e a altura interiores do guia. Tratando-se de guias sem perdas, compostos por paredes de material de condutor perfeito preenchidos com ar, a propagação de ondas no seu interior pode ser realizada por duas classes de modos Transversal Eléctrico (TE) e Transversal Magnético (TM). Os campos no interior do guia para as condições referidas podem ser obtidos deduzindo, através das equações de Maxwell, as equações de Helmholtz.

$$\nabla^2 \vec{H} + k_1^2 \vec{H} = 0 \quad (2.1)$$

$$\nabla^2 \vec{E} + k_1^2 \vec{E} = 0 \quad (2.2)$$

onde 1 é o índice do meio dieléctrico que preenche o guia e  $k_1$  a constante de propagação no dieléctrico, suposto limitado.

Estas equações são o produto proveniente da anulação de um dos campos nas primeiras equações de Maxwell, sendo denominadas equações de Helmholtz [3]. Contudo, deve-se cumprir as condições de fronteira para que possa existir propagação no interior do guia [4].

As equações 2.1 e 2.2 podem ser escritas de uma forma simplificada [3]:

$$\nabla_T^2 \vec{F} + k_c^2 \vec{F} = 0 \quad (2.3)$$

$$\text{Com, } k_c = \sqrt{k_1^2 + k_2^2} \quad (2.4)$$

em que  $F \equiv H_z$  no caso do modo TE e  $F \equiv E_z$  no caso do modo TM.

Recorrendo ao método de separação de variáveis obtém-se uma solução geral para as equações [3]:

$$X = A_1 \cos(k_x x) + B_1 \sin(k_x x) \quad (2.5)$$

$$Y = A_2 \cos(k_y y) + B_2 \sin(k_y y) \quad (2.6)$$

Em que  $A_1$ ,  $B_1$ ,  $A_2$  e  $B_2$  são constantes.

Recorrendo à solução geral, é possível particularizar para os modos TE e para os modos TM, tendo por objectivo incidir nos modos TE, mais especificamente no modo  $TE_{10}$  (Modo Fundamental) o qual é o modo de propagação no guia deste trabalho.

## TE

No referido modo de propagação, as componentes longitudinais são dadas pelas equações [3]:

$$\vec{H}_z = [A_1 \cos(k_x x) + B_1 \sin(k_x x)][A_2 \cos(k_y y) + B_2 \sin(k_y y)]e^{-jk_z z} [Am^{-1}] \quad (2.7)$$

$$\vec{E}_z = 0 [Vm^{-1}] \quad (2.8)$$

Como resultado da aplicação das condições de fronteira, isto é  $E_y$  e  $H_x$  nulos nas paredes  $x=0$  e  $x=a$ , resulta  $B_1=0$ . O mesmo sucede nas componentes  $E_x$  e  $H_y$  são nulas para  $y=0$  e  $y=b$  o que se traduz em  $B_2=0$ , sendo assim obtém-se

$$k_x = \frac{m\pi}{a} [radm^{-1}] \quad (2.9)$$

$$k_y = \frac{n\pi}{b} [radm^{-1}] \quad (2.10)$$

Para uma melhor caracterização dos campos no interior do guia, são necessárias as equações dos campos transversais que são dadas por [3]:

$$\vec{H}_z = \vec{H}_0 \cos(k_x x) \cos(k_y y) e^{-jk_z z} [Am^{-1}] \quad (2.11)$$

$$\vec{H}_x = j\vec{H}_0 \frac{k_z k_x}{k_c^2} \sin(k_x x) \cos(k_y y) e^{-jk_z z} [Am^{-1}] \quad (2.12)$$

$$\vec{H}_y = j\vec{H}_0 \frac{k_z k_y}{k_c^2} \cos(k_x x) \sin(k_y y) e^{-jk_z z} [Am^{-1}] \quad (2.13)$$

$$\vec{E}_x = Z^{TE} \vec{H}_y [Vm^{-1}] \quad (2.14)$$

$$\vec{E}_y = -Z^{TE} \vec{H}_x [Vm^{-1}] \quad (2.15)$$

$$Z^{TE} = \frac{Z_1 k_1}{k_z} [\Omega] \quad (2.16)$$

## TM

As componentes longitudinais dos modos TM são dadas pelas seguintes expressões [3]:

$$\vec{E}_z = [A_1 \cos(k_x x) + B_1 \sin(k_x x)][A_2 \cos(k_y y) + B_2 \sin(k_y y)]e^{-jk_z z} [Vm^{-1}] \quad (2.17)$$

$$\vec{H}_z = 0 [Am^{-1}] \quad (2.18)$$

Através de um raciocínio idêntico ao que foi anteriormente realizado para os modos TE obtêm-se, aplicando as condições de fronteira, as expressões [3]:

$$k_x = \frac{m\pi}{a} [radm^{-1}] \quad (2.19)$$

$$k_y = \frac{n\pi}{b} [radm^{-1}] \quad (2.20)$$

As expressões dos campos transversais para os modos TM são [3]:

$$\vec{E}_z = \vec{E}_0 \sin(k_x x) \sin(k_y y) e^{-jk_z z} [Vm^{-1}] \quad (2.21)$$

$$\vec{E}_x = -j\vec{E}_0 \frac{k_z k_x}{k_c^2} \cos(k_x x) \sin(k_y y) e^{-jk_z z} [Vm^{-1}] \quad (2.22)$$

$$\vec{E}_y = -j\vec{E}_0 \frac{k_z k_y}{k_c^2} \sin(k_x x) \cos(k_y y) e^{-jk_z z} [Vm^{-1}] \quad (2.23)$$

$$\vec{H}_x = -\frac{\vec{E}_y}{Z^{TM}} [Am^{-1}] \quad (2.24)$$

$$\vec{H}_y = \frac{\vec{E}_x}{Z^{TM}} [Am^{-1}] \quad (2.25)$$

$$Z^{TM} = \frac{Z_1 k_z}{k_1} [\Omega] \quad (2.26)$$

Através da análise das expressões deduzidas anteriormente, conclui-se que os modos **TM** com índice nulo não podem existir, e que o modo de propagação no guia em análise será um modo **TE** e neste caso em particular **TE<sub>10</sub>**.

## 2.2 Modo Fundamental

O Modo Fundamental é o modo de propagação com a frequência de corte mais baixa. Considerando um guia rectangular, idêntico ao usado no trabalho [axb], a frequência de corte é dada por [3]:

$$f_c = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} [Hz] \quad (2.27)$$

no qual o par de índices (m e n não podem ser simultaneamente nulos), pois implicaria que não houvesse propagação.

O par de valores que conduz a um valor mínimo da frequência de corte é m=1 e n=0, sendo portanto o modo fundamental o **TE<sub>10</sub>**.

$$f_c = \frac{c}{2a} [Hz] \quad (2.28)$$

A propagação guiada pode ser produzida por regime unimodal e no modo fundamental, pelo que é necessário que a frequência de trabalho seja superior à frequência de corte do modo fundamental e inferior à frequência do modo imediatamente a seguir [3].

## 2.3 Corrente superficial

A base de todo o trabalho assenta num guia de ondas, no qual serão feitas as fendas que constituirão juntamente com o guia e a alimentação a antena. É importante saber qual a distribuição das linhas de corrente ao longo do guia, de forma a colocar da melhor forma as fendas. As fendas têm por objectivo “cortar” as linhas de corrente nos respectivos máximos.

A introdução destas fendas produz perturbações nas respectivas zonas de cada fenda, as quais podem ser explicadas pelas leis de Maxwell e da Lei da Conservação da Carga Eléctrica. Cada fenda irá funcionar como elemento radiante, devido ao campo eléctrico induzido constituído pelo corte nas linhas de corrente superficial [4]:

$$\text{div } \vec{J}_c = - \frac{\partial}{\partial t} \text{div } \vec{D} \quad (2.29)$$

A expressão geral para a corrente no interior do guia é dada por [5]:

$$\vec{J} = \vec{n} \times \vec{H} [A] \quad (2.30)$$

onde  $\vec{n}$  representa um vector unitário normal à parede interior do guia com sentido para dentro do guia.

A propagação no guia apresenta características específicas de propagação, as quais serão referidas posteriormente.

A constante de propagação [4]:

$$k_z = \sqrt{\omega^2 \epsilon \mu - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} [radm^{-1}] \quad (2.31)$$

em que  $\omega$  é a frequência angular,  $\epsilon$  a constante dieléctrica e  $\mu$  a permeabilidade magnética do dieléctrico que preenche o guia e que se supõe não ter perdas.

Para que exista propagação segundo o eixo dos  $zz$  é necessário que  $k_z$  seja real ou então que se respeite a seguinte equação:

$$\omega^2 \epsilon \mu - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 > 0 \quad (2.32)$$

Esta condição implica que exista uma frequência, denominada frequência de corte abaixo, da qual não existe propagação [3]. Associado a esta frequência de corte encontra-se o comprimento de onda de corte [4]:

$$f_c = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \text{ [Hz]} \quad (2.33)$$

$$\lambda_c = \frac{c}{f_c} = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}} \text{ [m]} \quad (2.34)$$

Através da expressão do comprimento de onda de corte é possível obter expressões do comprimento de onda interior do guia que é dado por:

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{k_z} = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{2\pi}{\lambda^2} \left(\frac{2m}{a}\right)^2 + \left(\frac{2n}{b}\right)^2}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \text{ [m]} \quad (2.35)$$

em que  $\lambda$  é o comprimentos de onda e  $k_z$  o numero de onda.

Pode ainda definir-se duas grandezas que caracterizam a propagação guiada, a velocidade fase  $\vartheta_p$  e a velocidade de grupo  $\vartheta_G$  cujas expressões são dadas por [4]:

$$\vartheta_p = \frac{\omega}{k_z} = \frac{c}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \text{ [ms}^{-1}\text{]} \quad (2.36)$$

$$\vartheta_G = \frac{d\omega}{dk_z} = c \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2} \text{ [ms}^{-1}\text{]} \quad (2.37)$$

A velocidade de fase, representa a velocidade de cada uma das componentes espectrais das ondas electromagnéticas no meio dieléctrico que preenche o interior do guia.

A velocidade de grupo, representa a velocidade de propagação do sinal dentro do guia Esta será sempre inferior à velocidade da luz no vácuo [3].

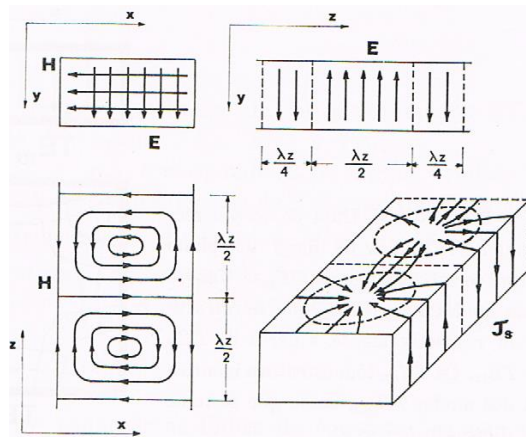


Na Tabela 2.2 podem observar-se as características do modo de propagação e do sinal no guia.

**Tabela 2.1 – Características do guia de ondas**

	Escrita genérica	Guia de Ondas Rectangular	Valores
$k_c$ [ $\text{radm}^{-1}$ ]	$\frac{\omega_c}{c}$	$\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$	84,91
$f_c$ [GHz]	$\left(\frac{c}{2\pi}\right) \times k_c$	$\left(\frac{c}{2}\right) \times \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}$	1,55
$\lambda_c$ [mm]	$\frac{2\pi}{k_c}$	$\frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}}$	193,55
$k_z$ [ $\text{radm}^{-1}$ ]	$k_1 \times \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}$	$\sqrt{k_1^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$	39,8
$\lambda_z$ [mm]	$\frac{2\pi}{k_1 \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}}$	$\frac{2\pi}{\sqrt{k_1^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}}$	157,75
$\vartheta_p$ [ $\text{ms}^{-1}$ ]	$\frac{c}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}}$	$\frac{\omega}{\sqrt{k_1^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}}$	$3,87\text{E}^8$
$\vartheta_G$ [ $\text{ms}^{-1}$ ]	$c \times \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}$	$\frac{c}{k_1} \sqrt{k_1^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$	$2,32\text{E}^8$

É necessário conhecer quais as variações dos campos e da corrente ao longo do guia, pois num posterior dimensionamento das fendas a introduzir no guia, esta informação será muito importante. Nas figuras seguintes podem ver-se representados os “andamentos” do campo eléctrico (castanho), campo magnético (branco) num guia de guia de ondas rectangular no modo fundamental:



**Figura 2.2 – Distribuição das linhas do campo eléctrico, do campo magnético e da corrente eléctrica [6]**

Em relação à distribuição das linhas de corrente no modo fundamental consideram-se dois casos. No primeiro, considerando as paredes estreitas do guia ( $x=0$  e  $x=a$ ) em que o andamento da corrente vem dado por [4]:

$$\vec{J}_y = -H_0 e^{-jk_z z} [A] \quad (2.38)$$

o que demonstra que a corrente tem apenas componente segundo o eixo dos ( $yy$ ), significando que as linhas de corrente são dependentes apenas da componente longitudinal e constantes para secção transversal.

O segundo caso, corresponde à distribuição das linhas de corrente na parte mais larga do guia, isto é, ( $y=0$ ) em que a corrente apresenta duas componentes, uma transversal ( $xx$ ) e outra longitudinal ( $zz$ ). As expressões que materializam este andamento são [4]:

$$\vec{J}_x = -H_0 \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-jk_z z} [A] \quad (2.39)$$

$$\vec{J}_z = -jk_z \frac{a}{\pi} H_0 \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-jk_z z} [A] \quad (2.40)$$

A análise das expressões permite concluir que no limite, isto é para ( $x=0$  e  $x=a$ ) o “andamento da corrente” é idêntico ao das paredes estreitas, e para  $x=a/2$  dizer que existe apenas uma componente longitudinal.

## 2.4 Tipos de Fendas

Quanto ao tipo de fendas a analisar neste trabalho têm-se dois tipos de fendas, fendas no plano zy e no plano zx. Para melhor compreensão destes dois tipos de fenda pode observar-se as seguintes figuras:

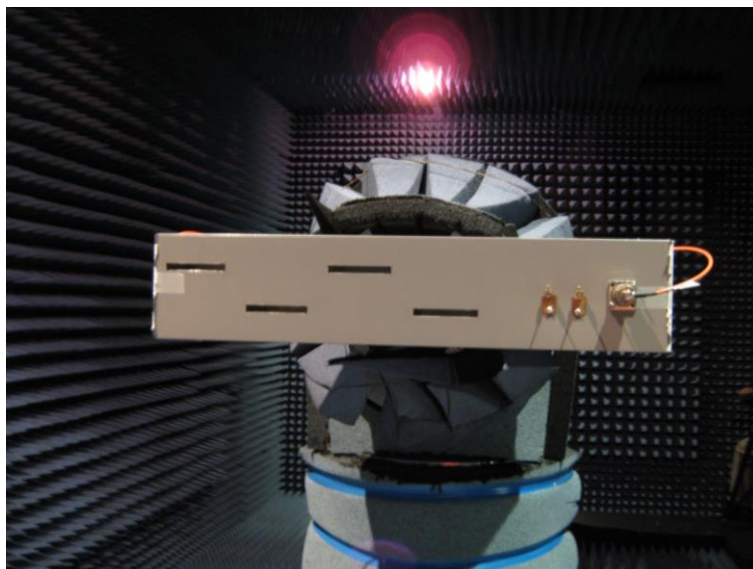


Figura 2.3 – Fendas no plano zx

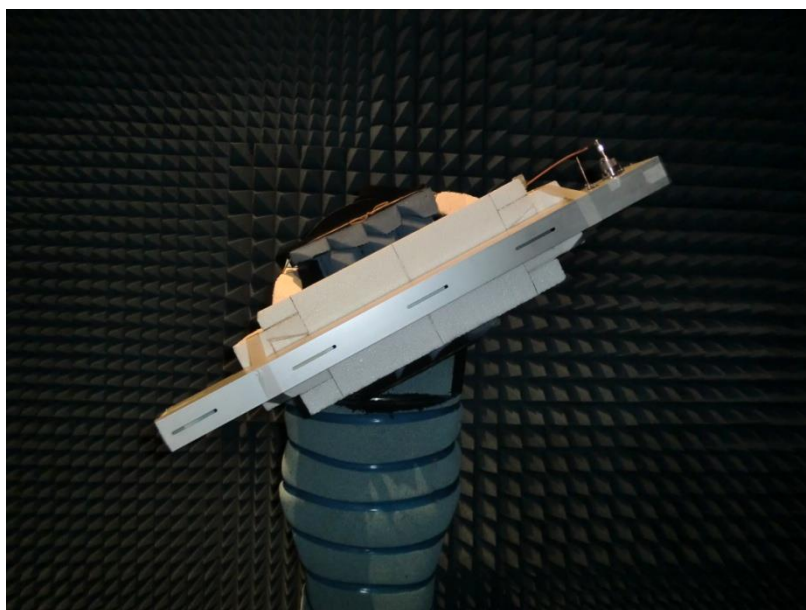


Figura 2.4 – Fenda no plano zy

## 2.5 Agregado de Fendas

Uma fenda num plano metálico, pode considerar-se como um dipolo. Este facto permite, analisar a antena como se de um dipolo se tratasse. Não esquecendo porém, que os campos, eléctrico e magnético estão rodados de 90°.

A análise seguinte incidirá apenas numa fenda, no entanto, a análise feita abrange o funcionamento de todas as fendas no guia. Do ponto de vista prático, e para uma melhor compreensão, é mais fácil analisar apenas uma fenda.

A análise efectuada, tem por base o princípio do dipolo complementar. A fenda tem imediatamente oposto o si um plano metálico reflector (face do guia oposta à face que contem as fendas) e, segundo o princípio enunciado esse plano pode ser substituído por uma imagem da fenda (dipolo). Assim cada dipolo (fenda) tem um correspondente dipolo imagem, pelo que se irá admitir ao longo deste subcapítulo, para o dipolo propriamente dito a nomenclatura de dipolo 1 e para a sua imagem dipolo 2.

Pode-se começar a análise pela tensão imposta aos terminais do dipolo 1, que pode ser determinada pela seguinte expressão [7]:

$$V_1 = I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12} [V] \quad (2.41)$$

em que  $I_1$  e  $I_2$  são as correntes que percorrem, respectivamente, o dipolo 1 e o dipolo 2. Enquanto  $Z_{11}$  é a impedância do dipolo 1 e  $Z_{12}$  a impedância mútua dos dipolos.

Da mesma forma é também possível determinar a tensão aos terminais do dipolo 2. Por analogia [7]:

$$V_2 = I_1 Z_{22} + I_2 Z_{12} [V] \quad (2.42)$$

em que,  $Z_{22}$  é a impedância do dipolo 2, quando isolado.

As correntes de ambos os dipolos, são iguais e estão em fase, pelo que as expressões anteriores (2.41 e 2.42) podem ser escritas da seguinte forma [7]:

$$V_1 = I_1 (Z_{11} + Z_{12}) [V] \quad (2.43)$$

$$V_2 = I_2 (Z_{22} + Z_{12}) [V] \quad (2.44)$$

Assim pode escrever-se a impedância do dipolo 1 que é dada pela expressão [7]:

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} = Z_{11} - Z_{12} [\Omega] \quad (2.45)$$

Do mesmo modo a expressão para a impedância do dipolo 2 é dada por [7]:

$$Z_2 = \frac{V_2}{I_2} = Z_{22} - Z_{12} [\Omega] \quad (2.46)$$

A expressão 2.46 permite concluir que o dipolo 1 e a sua imagem tem a mesma impedância, isto é,  $Z_{22}$  é igual a  $Z_{11}$ .

O próximo passo, prende-se com o facto de substituir os dipolos, dipolo 1 e 2, por fontes pontuais isotrópicas. Através desta substituição é possível determinar o campo, que é dado pela expressão [7]:

$$E_{iso}(\phi) = 2E_0 \sin\left(\frac{d_r \cos\phi}{2}\right) [Vm^{-1}] \quad (2.47)$$

em que  $d_r$  é dado pela seguinte expressão [7]:

$$d_r = \frac{2\pi s}{\lambda} \quad (2.48)$$

Onde, na expressão anterior  $s$  representa a distância entre antenas.

Na expressão 2.47,  $E_0$  é a intensidade do campo de um elemento simples a uma distância  $D$  elevada. Esta aproximação traduz-se numa nova expressão para o campo [7]:

$$E_o = E_1(\phi) = kI_1 [Vm^{-1}] \quad (2.49)$$

Esta expressão, quando substituída na expressão 2.47, conduz às seguintes expressões, respectivamente para o campo horizontal e para o campo vertical [7]:

$$E_1(\theta) = 2kI_1 \sin\left(\frac{d_r \cos\theta}{2}\right) [Vm^{-1}] \quad (2.50)$$

$$E_1(\theta) = kI_1 \frac{\cos\left[\left(\frac{\pi}{2}\right)\cos\theta\right]}{\sin\theta} [Vm^{-1}] \quad (2.51)$$

O agregado de fendas em estudo, contém 4 fendas, alinhadas longitudinalmente ao guia na sua parede mais estreita. As fendas ímpares (primeira e terceira fendas colocadas seguidamente a alimentação) têm a mesma fase, à semelhança das fendas pares (segunda e quarta fendas colocadas seguidamente à alimentação). A diferença de fase entre estes dois conjuntos de fendas é de  $180^\circ$ .

## 2.6 Fendas

A teoria da radiação de uma fenda num guia de ondas de secção rectangular, tem por base as seguintes hipóteses:

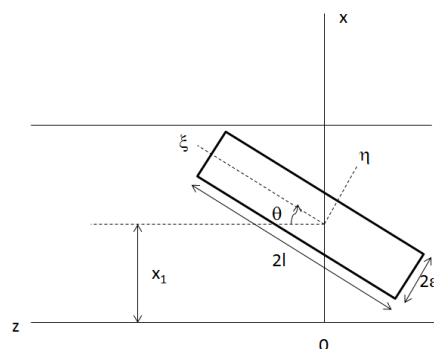
- as paredes do guia podem ser consideradas condutoras perfeitas  $\sigma \rightarrow \infty$ ;
- as fendas podem ser consideradas estreitas:  $2\log(2l/\xi) \gg 1$ , em que  $2l$  é o comprimento da fenda e  $\xi$  a sua largura;
- só existe o modo fundamental  $TE_{10}$ ;
- o comprimento da fenda tem uma dimensão próxima de  $\lambda/2$ .

Para determinar o campo da fenda é necessário determinar os campos dentro e fora do guia e aplicar as condições fronteiras (continuidade das componentes tangenciais de E e H sobre a fenda). Se usarmos o modelo de um plano metálico condutor perfeito, com uma fenda estreita, e uma onda que incide sobre a fenda, verifica-se a simetria das equações de Maxwell que é equivalente a uma antena fina condutora, que ocasiona o *scattering* de uma onda electromagnética, desde que se troquem os papéis do campo E e H.

Portanto, usando esta analogia as componentes dos campos que são significativas para o problema são a componente de H ao longo da fenda e a componente de E transversal à fenda.

Se a fenda tiver um comprimento próximo de  $\lambda/2$ , a tensão equivalente na fenda corresponde à distribuição de corrente na antena, ou seja é máxima no centro e anula-se nas extremidades.

Considere-se agora um guia, operando no modo fundamental e com uma fenda de comprimento  $2l$  e de largura  $2\varepsilon$ , como representado na Figura 2.5.



**Figura 2.5 – Fenda posicionada num guia [8]**

Pode definir-se uma tensão equivalente na fenda dada por:

$$V(\zeta) = \int E(\zeta, \eta) d\eta [V] \quad (2.52)$$

Supondo que há uma onda progressiva correspondente á componente de suporte do modo TE<sub>10</sub>, em amplitudes complexas, tem-se:

$$H_z = H_{z0}^+ \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) \exp(-jk_z z) [A.m^{-1}] \quad (2.53)$$

esta será dispersada pela fenda nas direcções z>0 e z<0, sendo as funções correspondentes:

$$H_z^+ = H_{z0}^+ \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) \exp(-jk_z z) [A.m^{-1}] \quad (2.54)$$

para as ondas que se propagam na direcção dos zz positivos e

$$H_z^- = H_{z0}^- \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) \exp(+jk_z z) [A.m^{-1}] \quad (2.55)$$

para as ondas que se propagam na direcção dos zz negativos.

Pode definir-se então factores de reflexão e transmissão,

$$R = \frac{H_z^-}{H_{z0}^-} \text{ e } T = 1 + \frac{H_z^+}{H_{z0}^+} \quad (2.56)$$

Sendo  $H_z^-$  e  $H_z^+$  a amplitude das ondas no centro da fenda.

Pode aplicar-se esta mesma análise para as ondas que se propagam na direcção dos zz negativos,

Para um modo TE<sub>10</sub> com amplitude da componente de suporte H<sub>z0</sub>, propagando-se no sentido positivo de z, pode definir-se uma tensão

$$V = V_0^+ \cos k\xi [V] \quad (2.57)$$

Do mesmo modo poderia definir-se uma tensão reflectida de amplitude V<sub>0</sub><sup>-</sup>, para uma tensão com sentido oposto de propagação.

A amplitude da onda dispersada (scattered) vem dada por:

$$\frac{H_z^-}{V_0^+} = \frac{H_z^{-'}}{V_0^{+'}} = \frac{\xi}{\pi^2 k_0 k_z b} \quad (2.58)$$

Em que  $\zeta$  é uma quantidade adimensional dada por:

$$\zeta = \int_{-\lambda/4}^{\lambda/4} f(\xi) \cos(k\xi) d\xi \quad (2.59)$$

em que a função  $f(\xi)$ , normalizada por  $a$ , representa a amplitude do campo sobre a fenda no ponto  $\xi$ .

Para uma fenda no plano ZX, obtém-se [8]:

$$f(\xi) = \left[ \frac{\pi^2}{a} \cos \theta \cos \left( \frac{\pi}{a} (x + \xi \sin \theta) \right) - j\pi k_z \sin \theta \sin \left( \frac{\pi}{a} (x + \xi \sin \theta) \right) \right] \exp(-jk_z \xi \cos \theta) \quad (2.60)$$

em que  $\theta$  é o ângulo que a fenda faz com o eixo dos  $z$ .

Para uma fenda no plano ZY obtém-se [8]:

$$f(\xi) = \left( \frac{\pi^2}{a} \right) \cos \theta \exp(-jk_z \xi \cos \theta) \quad (2.61)$$

Para fendas longitudinais, considera-se  $\theta=0$ .



## Capítulo 3

### 3 Antena com fendas no plano zy

Neste capítulo, serão dimensionadas todas as variáveis inerentes à construção da antena com fendas no plano xy, a saber, o posicionamento das fendas e o dimensionamento da alimentação. Serão ainda apresentados resultados que, posteriormente, serão comparados com os resultados obtidos numa outra dissertação [1]. Esta comparação envolve dois agregados de fendas, um com fendas no plano zx e outro com fendas no plano zy. Inicialmente, serão descritos os resultados, fruto de simulações realizadas com o programa informático CST Microwave Studio (CSTMWS). Este Software permite simular a antena e realizar uma análise dos resultados.

Ao longo deste capítulo, serão ainda descritos os resultados experimentais. Os resultados obtidos, serão numa primeira fase, comparados com os resultados experimentais e, posteriormente, comparados com uma antena com fendas no plano zx.

#### 3.1 Construção

A construção da antena envolve diferentes etapas, o dimensionamento do guia, o posicionamento das fendas ao longo do guia e, finalmente, a colocação da alimentação no guia de ondas.

A frequência de trabalho, na qual devem operar as antenas, é  $f = 2,45 \text{ GHz}$ . Sendo assim, é possível determinar o comprimento de onda,  $\lambda_0 = 122,45 \text{ mm}$ , o qual resulta da seguinte expressão:

$$c = f \cdot \lambda_0 [\text{ms}^{-1}] \quad (3.1)$$

O guia de ondas utilizado neste trabalho encontra-se preenchido por ar, que funcionará como meio dieléctrico. Aproximando-o ao vácuo, calcula-se a constante de propagação, que vem dada por  $k_1 = 51,31 \text{ rad.m}^{-1}$  como resultado da expressão:

$$k = \omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} = \frac{\omega}{c} [\text{radm}^{-1}] \quad (3.2)$$

É então possível, mediante os resultados obtidos, caracterizar o sinal a introduzir no guia, o qual depende da frequência de trabalho ( $f = 2,45 \text{ GHz}$ ), do comprimento de onda ( $\lambda_0 = 122,45 \text{ mm}$ ) e da constante de propagação ( $k_1 = 51,31 \text{ rad/m}$ ).

### 3.1.1 Dimensões do guia

O guia utilizado neste trabalho apresenta como dimensões 37 mm de largura (a), 97 mm de altura (b) e 1,5 mm de espessura. É de salientar que na obtenção das medidas experimentais, bem como nas medidas simuladas, o guia de ondas encontrava-se fechado com duas tampas de 1,5 mm de espessura.

Para que o guia opere num modo de propagação, é necessário que a frequência de corte desse modo seja inferior à frequência de trabalho ( $f > f_c$ ). Na Tabela 3.1. encontram-se as frequências de corte para os diferentes modos n/m.

**Tabela 3.1 - Frequências de corte (GHz) dos primeiros modos n/m**

n\m	0	1	2
0	X	1,55	3,09
1	4,05	4,34	5,10
2	8,11	8,25	8,68

Através da análise da Tabela 3.1 conclui-se que, o guia de ondas utilizado neste trabalho opera apenas no modo fundamental, com frequência de corte  $f_c = 1,55$  GHz.

As ondas electromagnéticas dentro do guia apresentam um comportamento diferente, quando comparadas com o seu comportamento em espaço livre. Como tal, calcula-se a constante de propagação e o respectivo comprimento de onda para as dimensões interiores do guia (estes parâmetros já foram calculados anteriormente no Capítulo 2 e encontram-se na Tabela 2.2.). Na tabela seguinte é possível observar as características do sinal no interior do guia.

**Tabela 3.2 - Características das ondas no interior do guia**

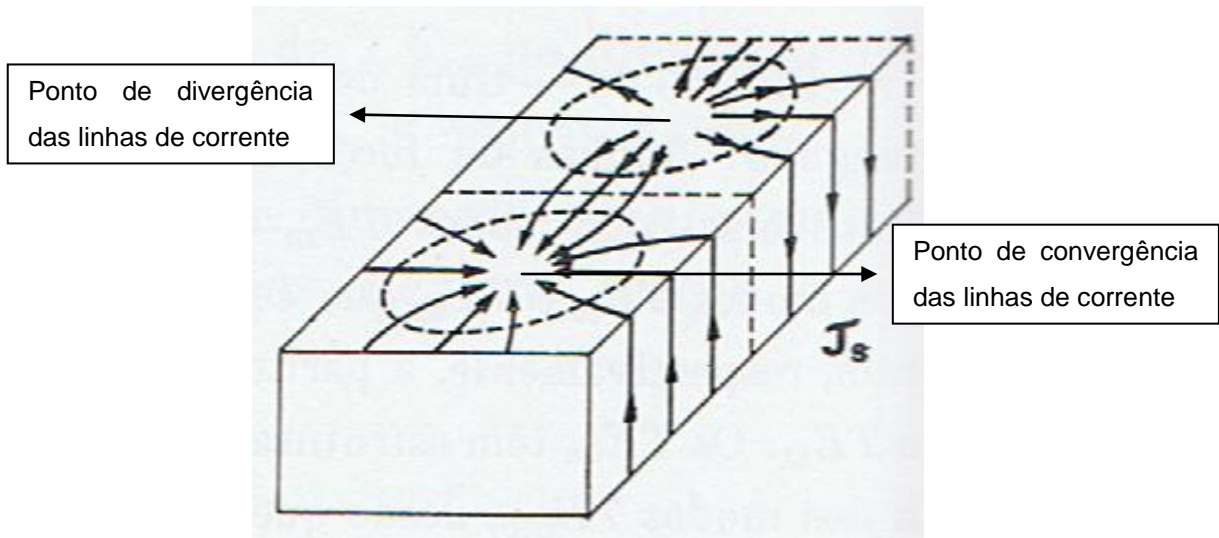
Parâmetros	
$f_c$	1,55 GHz
$\lambda_c$	193,55 mm
$\lambda_g$	157,75 mm
$k_z$	39,83 rad/m

### 3.1.2 Posicionamento das fendas

Após o cálculo de todos os parâmetros inerentes à construção do guia, é então possível determinar a colocação das fendas ao longo do guia.

No que respeita ao posicionamento das fendas no guia, a posição da primeira fenda é fundamental, pois o centro desta deve estar a  $\frac{1}{4}$  do comprimento de onda do centro do poste da alimentação. Deste modo, é possível garantir que a primeira fenda não intercepte o primeiro grupo de linhas de corrente, evitando assim, a criação de modos evanescentes. As fendas seguintes devem ser posicionadas ao longo da mesma linha, a qual é coincidente com o centro da face mais estreita do guia e com uma distância igual a um comprimento de onda do guia ( $\lambda_g$ ) entre os centros.

Os centros das fendas, na face lateral, devem coincidir com os pontos onde as linhas de corrente assumem valor máximo, isto é, à mesma distância do início do guia dos pontos de convergência e divergência das linhas de corrente. Na Figura 3.1, é possível visualizar as linhas da corrente, quer na parte mais larga, quer na parte mais estreita do guia, bem como um exemplo de um ponto de divergência e um de convergência das linhas de corrente.



**Figura 3.1 - Distribuição das linhas de corrente ao longo do guia [6]**

É possível definir o descrever a evolução das linhas de corrente no guia, a equação seguinte é reflexo disso.

$$\mathbf{J} = \mathbf{n}_p \times \mathbf{H} \quad (3.4)$$

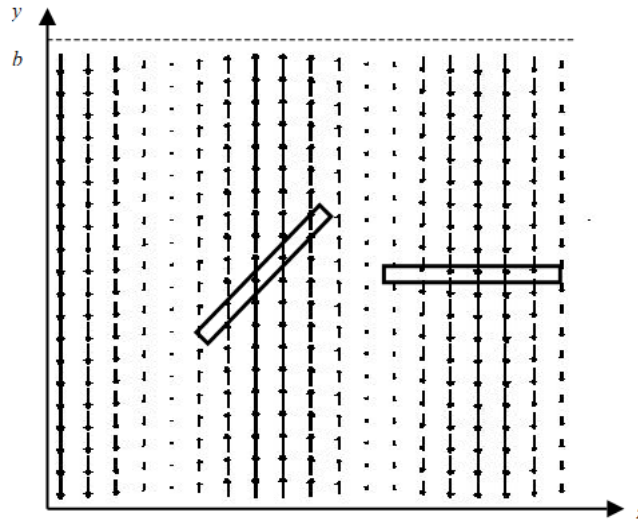
Particularizando, é possível definir a evolução das linhas da corrente na parede mais estreita do guia.

$$J_y = -e_x \times H_z e_z \quad (3.5)$$

A equação que devolve o valor instantâneo é dada por:

$$H_z = H_{z0} \cos\left(\frac{\pi}{a}x\right) \cos(\omega t - k_z z) \quad (3.6)$$

Na Figura 3.2 é possível observar a distribuição das linhas de corrente no plano zy.



**Figura 3.2 - Distribuição das linhas de corrente ao longo do guia no plano zy [4]**

Ao colocar-se as fendas deste modo, as linhas de corrente interceptadas por estas têm todas a mesma fase, como é possível observar pela Figura 3.2. O posicionamento da fenda do guia, terá a orientação da fenda do lado direito da Figura 3.2 (horizontal).

Para completar esta fase, importa dimensionar a fenda propriamente dita, isto é, definir a sua largura e o seu comprimento.

Segundo os pressupostos Stevenson, o agregado de fendas tem obrigatoriamente que ser ressonante. Por analogia, um dipólo de meia onda ressonante ou uma fenda ressonante têm um comprimento de  $0,475\lambda_0$  [7]. No entanto segundo Elliott e Kurtz, que realizaram um ajuste a esta medida, concluíram que o comprimento da fenda vem dada por  $0,483\lambda_0$ . Este aumento do comprimento da fenda, por parte destes dois autores, deve-se à espessura fina das paredes do guia.

Elliott e Kurtz efectuaram também uma correcção à largura da fenda, que no início tinha como equação:

$$W = 1.5875a \text{ [mm]} \quad (3.5)$$

Recorrendo às curvas de Stegen, é acrescentado à equação um factor, resultando assim na seguinte equação:

$$W = \frac{1.5875a}{22.86} \text{ [mm]} \quad (3.6)$$

Na Tabela 3.3 pode observar-se as medidas das fendas a implementar no guia:

**Tabela 3.3 - Características da fenda**

Dimensões (mm)	
<b>L (comprimento)</b>	59,14
<b>W (largura)</b>	6,74

A largura da fenda, foi posteriormente otimizada utilizando o CST MWS. Foram realizadas consecutivas simulações onde, o parâmetro utilizado para optimização, foi o coeficiente de onda estacionária. A largura óptima obtida foi 4 mm.

Na Tabela 3.4 pode observar-se o posicionamento das fendas no guia. O índice da fenda representa a sua posição no guia. A primeira Fenda<sub>1</sub> é a mais próxima da alimentação.

**Tabela 3.4 - Posicionamento das fendas no guia**

Fenda	Distância do centro da fenda ao início do guia
<b>Fenda<sub>1</sub></b>	197,5
<b>Fenda<sub>2</sub></b>	355,5
<b>Fenda<sub>3</sub></b>	513,5
<b>Fenda<sub>4</sub></b>	671,5

### 3.1.3 Dimensionamento do Poste de Alimentação

A alimentação dos guias de onda processa-se de diferentes modos. O modo adoptado para a construção da antena em estudo, foi a alimentação através de um monopólo de  $\lambda/4$ . Para a construção deste tipo de alimentação, foi necessária uma ficha tipo N (fêmea), que permitiu a união entre o acoplamento entre o monopólo, no interior do guia, e o cabo coaxial, no exterior. O poste de alimentação foi colocado a  $\lambda/4$  do topo do guia, com um comprimento de 30,61mm.

### 3.1.4 Medidas utilizadas na construção

A antena utilizada para a determinação das medidas experimentais, foi construída utilizando meios tecnológicos industriais específicos para esse efeito os quais garantem máxima precisão. Devido a esta limitação, as medidas necessitam de ser arredondadas ao milímetro.

Nas Tabelas 3.5, 3.6, 3.7, 3.8 é possível observar as medidas utilizadas na construção da antena.

**Tabela 3.5 – Posicionamento das fendas (medidas para construção)**

<b>Fenda</b>	<b>Distância do centro da fenda ao início do guia</b>
<b>Fenda<sub>1</sub></b>	197
<b>Fenda<sub>2</sub></b>	355
<b>Fenda<sub>3</sub></b>	514
<b>Fenda<sub>4</sub></b>	672

**Tabela 3.6 - Características da fenda (Construção)**

<b>Dimensões (mm)</b>	
<b>L (comprimento)</b>	59
<b>W (largura)</b>	4

**Tabela 3.7 - Dimensões do poste de alimentação**

<b>Dimensões (mm)</b>	
<b>Profundidade do poste</b>	31
<b>Distância à frente do guia</b>	40

**Tabela 3.8 – Comprimento do guia**

<b>Dimensões (mm)</b>	
<b>Comprimento</b>	710

## 3.2 Simulação

Após projectada a antena, utilizando o CST MWS, foi possível proceder às simulações, de modo a obter os resultados para uma análise posterior. Os gráficos seguintes referem-se a gráficos de simulações das variáveis  $S_{11}$  no, (Figura 3.3 e Figura 3.4), *Voltage Standing Wave ratio* (VSWR), (Figura 3.5), diagramas de radiação 3D (Figura 3.6) e diagramas de ganho dos planos de polarização H (Figura 3.7) e E (Figura 3.8).

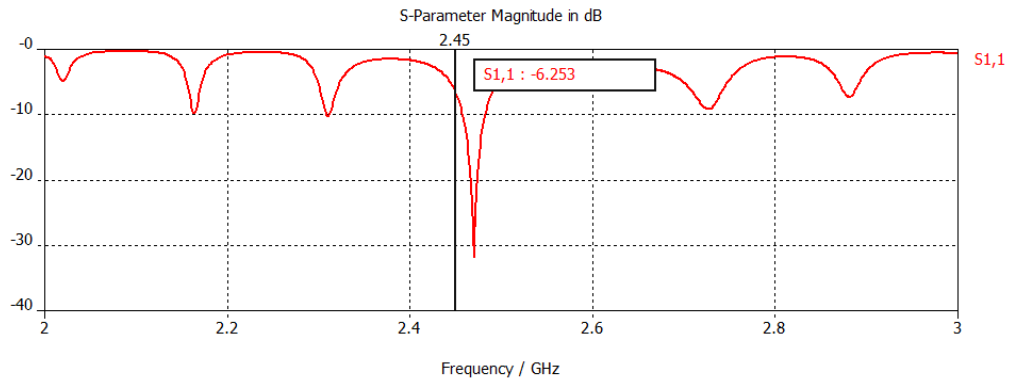


Figura 3.3 – Gráfico do  $S_{11}$  da antena de 4 fendas no plano zy

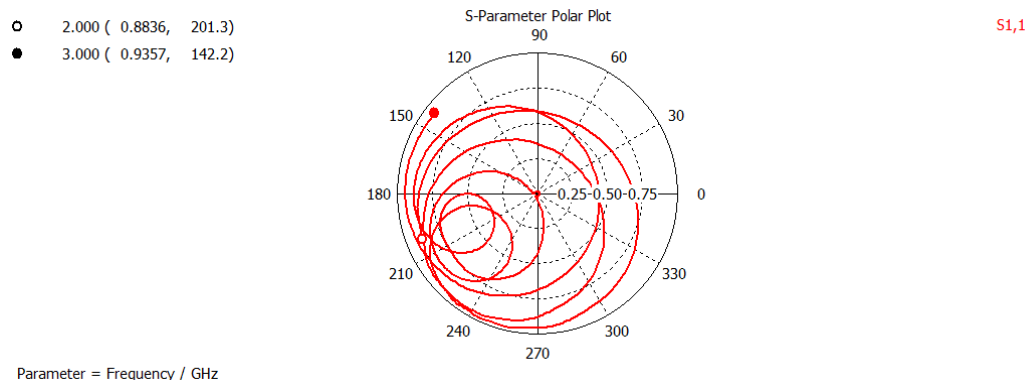


Figura 3.4- Gráfico do  $S_{11}$  (Carta de Smith) da antena de 4 fendas no plano zy

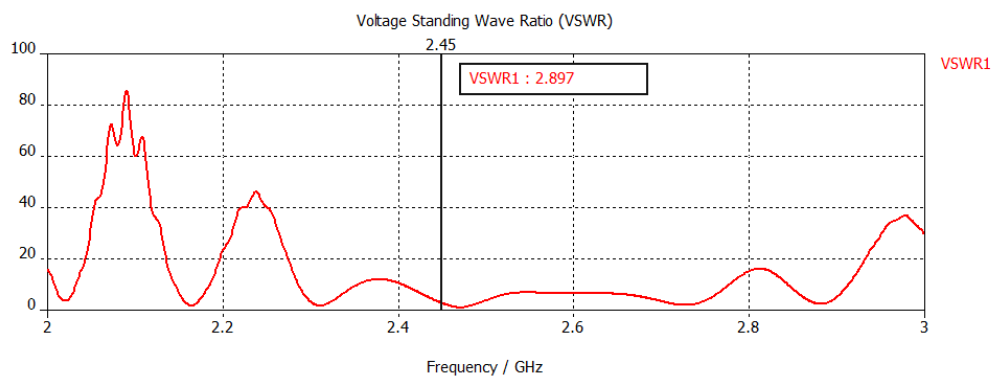


Figura 3.5 – Gráfico do VSWR da antena de 4 fendas no plano zy

Nos gráficos apresentados anteriormente, verifica-se que o valor de  $S_{11}$  para a frequência de trabalho, isto é 2,45GHz, é de -6,25dB. Conclui-se então, que a antenna não está adaptada, pois ainda se encontra longe do valor pretendido para este parâmetro, o qual deve ser menor que -15dB. No entanto, é possível observar, que a antenna se encontra adaptada para 2,5GHz, posteriormente, a antenna será alvo de uma adaptação, para que o mínimo se situe nos 2,45GHz e não nos 2,5GHz. No que respeita ao VSWR, o valor para a frequência de trabalho é 2,897. Este parâmetro foi calculado a partir do valor de  $S_{11}$  obtido, pelo que este valor poderá sofrer algumas alterações pelo facto de não ter sido obtido um valor óptimo de  $S_{11}$ . O valor do VSWR aceitável deve ser inferior a 1,25.

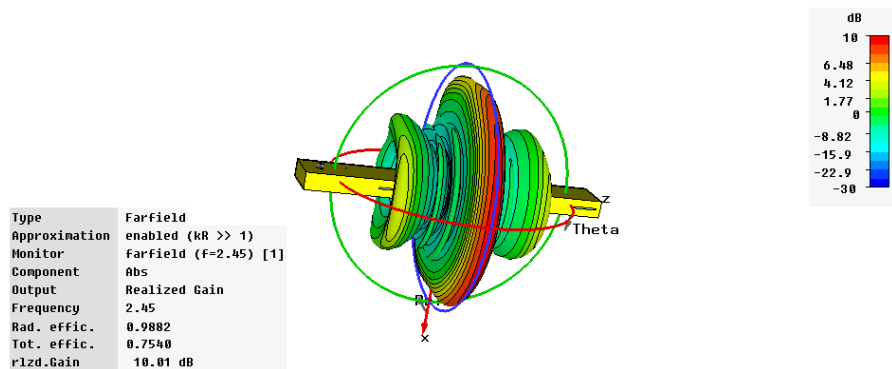


Figura 3.6 – Diagrama de radiação 3D da antenna de 4 fendas no plano zy

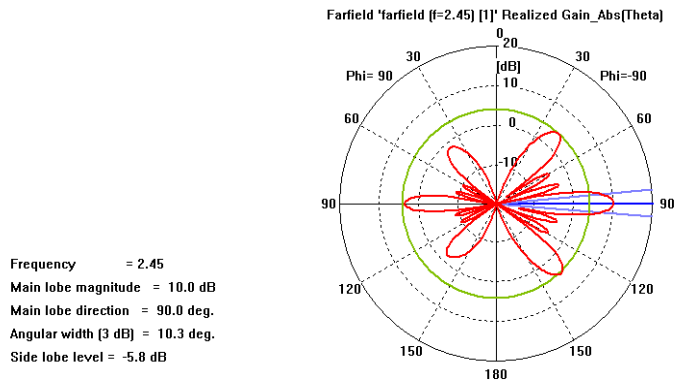


Figura 3.7 – Diagrama de radiação (Plano H) da antenna de 4 fendas no plano zy

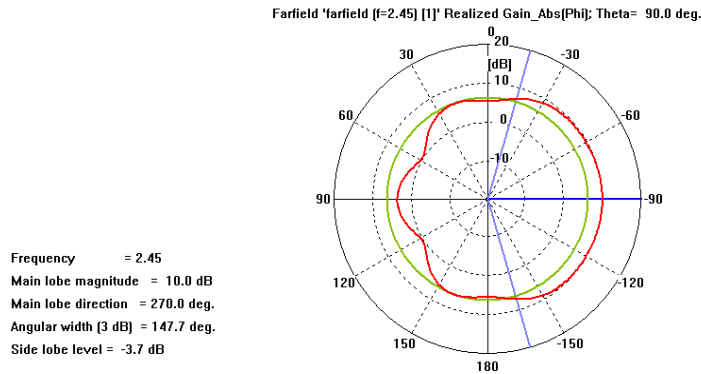


Figura 3.8 – Diagrama de radiação (Plano E) da antenna de 4 fendas no plano zy



Nos gráficos (Figura 3.6, Figura 3.7 e Figura 3.8) pode observar-se os diagramas de radiação da antena simulada, respectivamente diagrama 3D, diagrama polar no plano H e diagrama polar no plano E.

No gráfico 3D, pode observar-se a distribuição da radiação da antena, de forma generalizada, no qual é visível que a antena possui um lóbulo principal quase isotrópico no plano H. Os gráficos polares no plano H e E, permitem uma análise mais detalhada. Em relação ao plano H, pode observar-se que existe um lóbulo principal perpendicular à face do guia, que contém as fendas. Este lóbulo tem uma largura de banda a -3 dB de 10,3° e apresenta um ganho máximo de 10,0dB. Existem também, neste diagrama, seis lóbulos secundários, dois dos quais maiores do que os restantes, o que se traduz num Nível de Lóbulos Secundários (NLS) de -5,8dB. Este lóbulos secundários apresentam um valor muito elevado, o que pode causar interferência no lóbulo principal.

No plano E, o lóbulo principal também se encontra perpendicular ao plano que contém as fendas, tendo largura de banda a -3dB de 147,7°. Neste plano o NLS é de -3,7dB. À semelhança do plano H, também neste caso o nível de lóbulos secundários é superior ao pretendido.

Na tabela 3.9 são apresentados os resultados obtidos para a antena ainda sem *stub*.

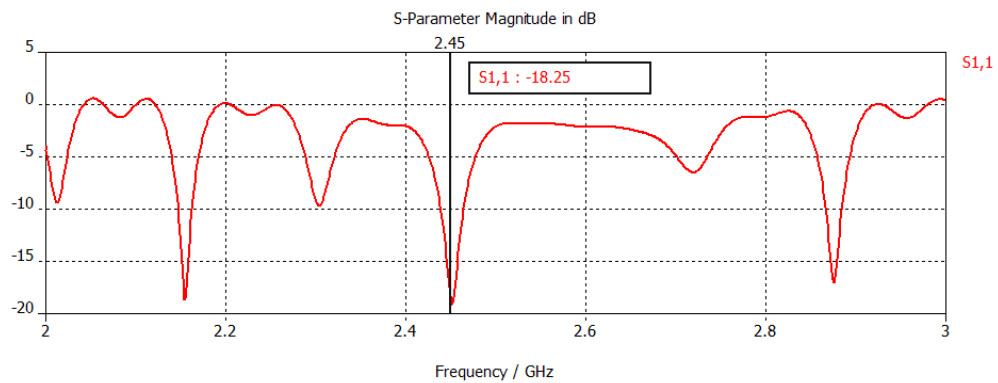
**Tabela 3.9 – Resumo das simulações da antena sem *stub***

	3D	Plano H	Plano E
<b>S<sub>11</sub> (dB)</b>		-6,25	
<b>VSWR</b>		2.9	
<b>Ganho Realizável (dBi)</b>	10,01	10,0	10,0
<b>NLS (dB)</b>	-	4,25	6,28
<b>Largura de Feixe (-3 dB)</b>	-	10,3°	147,7°

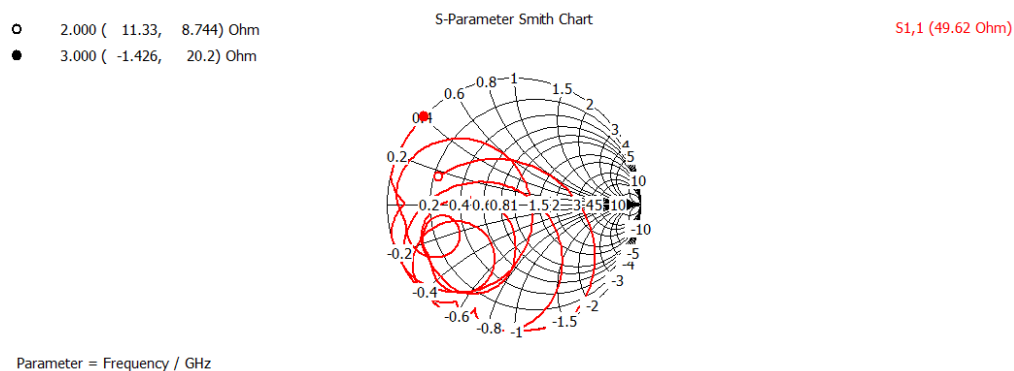
Na Tabela 3.9, é possível observar os valores obtidos para a antena sem *stub*. É ainda relevante o facto de parâmetros como o S<sub>11</sub>, o VSWR, e o NLS apresentarem valores distantes do valor pretendido, valores que devem ser corrigidos com a aplicação do *stub*.

Após a obtenção dos resultados anteriormente referidos, foi dimensionado um *stub* para adaptar a antena. Este dimensionamento foi realizado mediante recurso à Carta de Smith, tendo o poste sido colocado a 1/4 do comprimento de onda do terminal de alimentação. Posteriormente efectuaram-se diversas simulações, variando a profundidade do poste até se atingir o valor óptimo. A profundidade de penetração ideal no guia obtida foi 13 mm.

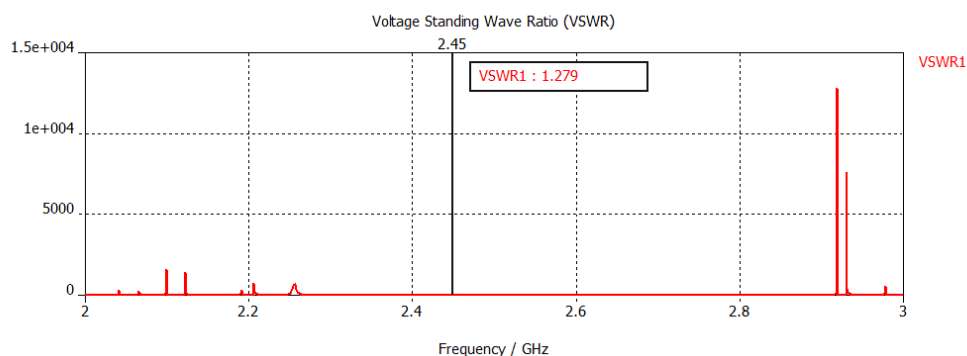
Introduziu-se o *stub* na antena e realizaram-se novas simulações, para a antena adaptada. Os resultados obtidos encontram-se expressos nos gráficos de simulações das variáveis  $S_{11}$  no plano zy com *stub* (Figura 3.9 e Figura 3.10), VSWR nos planos zy com *stub* (Figura 3.11) e diagramas de simulações de radiação em 3D (Figura 3.12) e dos planos de polarização H (Figura 3.13) e E (Figura 3.14).



**Figura 3.9 – Gráfico do  $S_{11}$  da antena de 4 fendas no plano zy com *stub***



**Figura 3.10 - – Gráfico do  $S_{11}$  (Carta de Smith) da antena de 4 fendas no plano zy com *stub***



**Figura 3.11 – Gráfico do VSWR da antena de 4 fendas no plano zy com *stub***

Nos gráficos anteriores (Figura 3.9, Figura 3.10 e Figura 3.11) pode observar se que o *stub* teve um impacto positivo quer no  $S_{11}$  quer no VSWR. Com a aplicação do *stub*, o  $S_{11}$  apresenta um valor de -18,25dB e o VSWR 1,279, respeitando assim os valores mínimos exigidos.

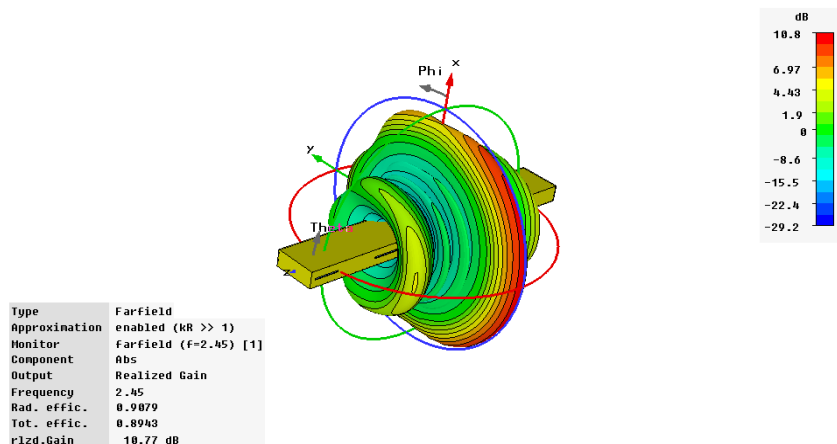


Figura 3.12 – Diagrama de radiação 3D da antena de 4 fendas no plano zy com *stub*

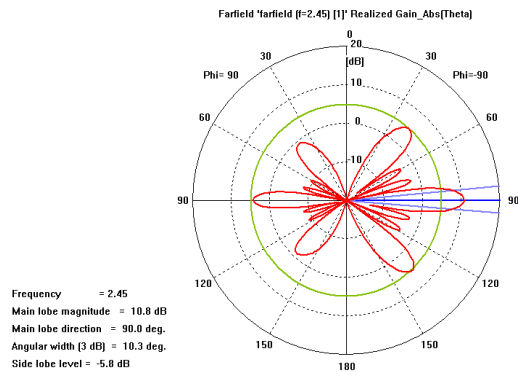


Figura 3.13 – Diagrama de radiação (Plano H) da antena de 4 fendas no plano zy com *stub*

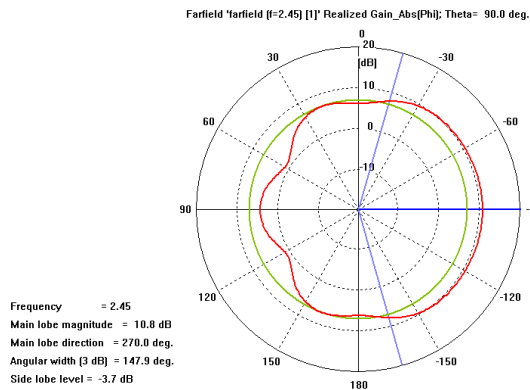


Figura 3.14 – Diagrama de radiação (Plano E) da antena de 4 fendas no plano zy com *stub*

Por sua vez, os diagramas de radiação não apresentam com a introdução do *stub*, melhorias significativas. No diagrama de radiação 3D (Figura 3.12), é possível visualizar que o lóbulo principal mantém-se perpendicular ao plano que contém as fendas.

No segundo diagrama (Figura 3.13), no Plano H à semelhança do diagrama sem *stub*, existe um lóbulo principal de amplitude máxima de 10,8dB e 6 lóbulos secundários. O NLS é de -5,8dB e a largura de feixe a -3dB de 10,3°. Neste plano obtiveram-se melhores no diz respeito ao ganho na direcção de máximo, no entanto, o valor de NLS ficou distante do que seria esperado.

Em relação ao diagrama no plano E (Figura 3.14), encontra-se um lóbulo principal com uma largura de feixe a -3dB de 147,9° e com um NLS de -3,7dB. O ganho na direcção de máximo é 10,8dB. À semelhança do plano anterior, também neste plano não houve alterações significativas em relação à antena sem *stub*. O ganho aumentou ligeiramente, no entanto o NLS continua elevado face ao pretendido. A antena continua a ser praticamente isotrópica neste plano de radiação.

A Tabela 3.10 apresenta resumidamente as medidas efectuadas à antena com *stub*.

**Tabela 3.10 – Resumo das simulações da antena com *stub***

	3D	Plano H	Plano E
<b>S<sub>11</sub> (dB)</b>		-18,25	
<b>VSWR</b>		1,28	
<b>Ganho Realizável (dBi)</b>	10,76	10,8	10,8
<b>NLS (dB)</b>	-	5,1	7,1
<b>Largura de Feixe (-3 dB)</b>	-	10,3	147,9

Ao longo desta análise, inicialmente com a antena desadaptada e posteriormente com a colocação de um *stub*, verificaram-se melhorias significativas nos parâmetros S<sub>11</sub>, VSWR e o ganho da antena. No entanto, a antena possui dois lóbulos secundários na direcção do lóbulo principal, com uma amplitude muito elevada o que pode causar interferência na emissão do lóbulo principal. É de salientar, que posteriormente ao dimensionamento do primeiro *stub*, tentou-se dimensionar um segundo *stub* de forma a diminuir o nível de lóbulos secundários. Após algumas simulações não se atingiram os resultados pretendidos, utilizando-se assim apenas um *stub* na adaptação.

Na tabela 3.11 é possível visualizar as características (simuladas) da antena com e sem *stub*.

**Tabela 3.11 – Comparação entre a antena com *stub* e sem *stub***

	Sem <i>Stub</i>	Com <i>Stub</i>
<b><math>S_{11}</math> (dB)</b>	-6,25	-18,25
<b>VSWR</b>	2,9	1.28
<b>Ganho Realizável (dBi)</b>	10,0	10,8

### 3.3 Medidas experimentais da Antena com fendas no plano zy

Após a análise realizada com auxílio do programa CSM MWS, procedeu-se a uma análise experimental utilizando, para isso, o *Network Analyser* e a Câmara Anecóica

A Câmara Anecóica utilizada, na realização de medidas experimentais, pertence ao Instituto de Telecomunicações do Instituto Superior Técnico, mais propriamente ao Grupo de Antenas e Propagação. A câmara possui um comprimento de 8,5m, uma largura de 4,6m e uma altura de 3,6m. Tem uma banda de funcionamento de 1 a 20 GHz. É composta por duas torres, sendo que a antena em teste tem um posicionador de azimute, permitindo fazer medições no plano horizontal e no plano vertical. A sonda de recessão inclui apenas um posicionador de polarização (Horizontal). A distância entre antenas (Emissão e Recessão) é de cerca de 5m. Os posicionadores são alimentados pelos seguintes equipamentos:

- Power Control Unit, AL-4146-2, Orbit Advanced Technologies;
- Position Controller, AL-4906-3A, Orbit Advanced Technologies.

A geração do sinal e a sua análise são da responsabilidade dos seguintes equipamentos:

- MXG Analog Signal Generator, 100kHz-20GHz, N5183A, Agilent Technologies;
- PNA-X Measurement Receiver, N5264A, Agilent Technologies.

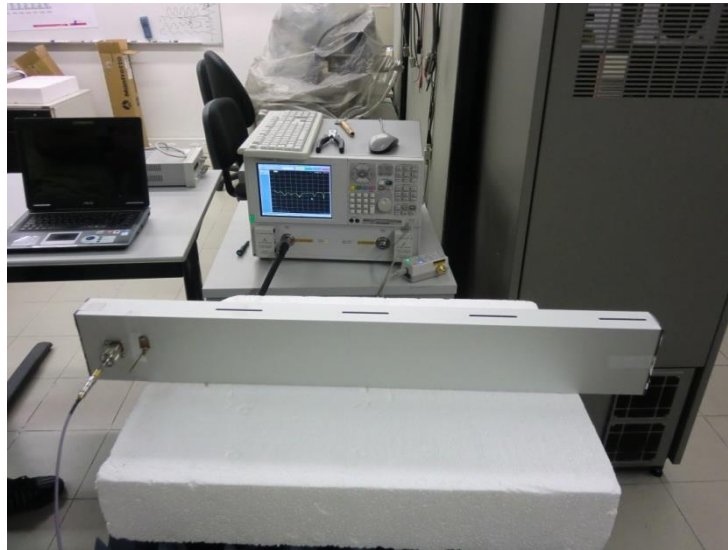
Os posicionadores, gerador e analisador vectorial e a aquisição dos dados são controlados e obtidos por software próprio (Laboratório do Instituto de Telecomunicações) instalado num computador.

Os resultados obtidos experimentalmente, permitem proceder a uma comparação com os resultados obtidos por simulação.

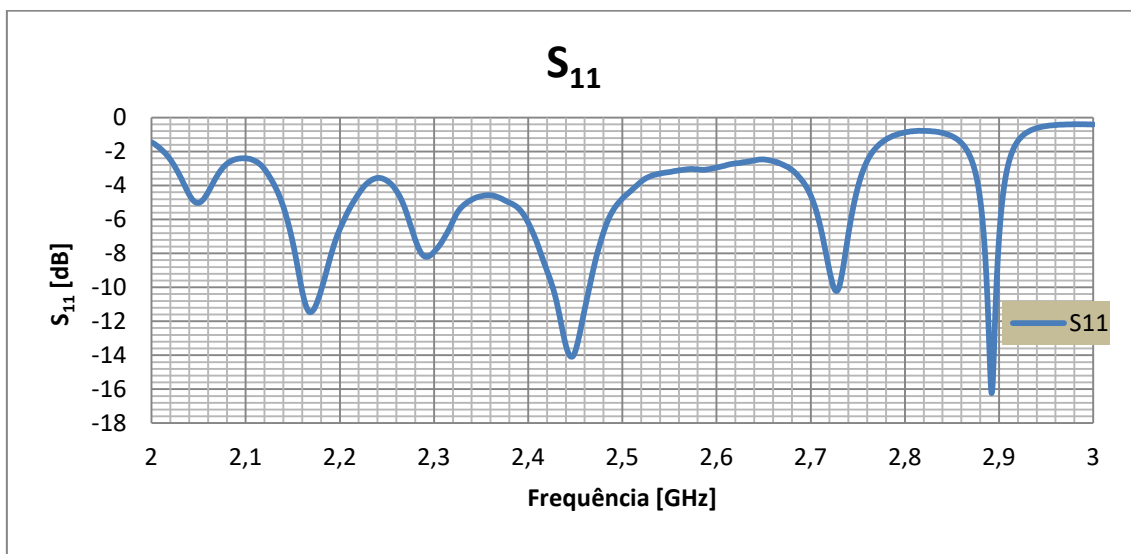
#### 3.3.1 Coeficiente de Onda Estacionária ( $S_{11}$ )

Inicialmente, foi determinado, experimentalmente, o  $S_{11}$  utilizando o *Network Analyser* (NA) do Laboratório de Radiofrequência II. Para uma melhor comparação de resultados, o

varrimento efectuado nestas medidas experimentais foi em tudo idêntico ao efectuado no simulador CST MWS. A montagem utilizada no laboratório pode ser observada na Figura 3.15.



**Figura 3.15 – Montagem para medição do coeficiente de onda estacionária**



**Figura 3.16 -  $S_{11}$  da antena com fendas no plano zy**

O gráfico anterior, (Figura 3.16), reflecte a medição efectuada pelo NA para o parâmetro  $S_{11}$ . Pode observar-se que a antena encontra-se adaptada para a frequência 2,45GHz, sendo o valor de  $S_{11}$  de -13,8dB. Este valor foi obtido por ajuste manual do *stub* na antena. Apesar do valor  $S_{11}$  não ser inferior a -15dB, é muito próximo o que o torna aceitável.

O cálculo do VSWR foi possível mediante a utilização dos resultados do gráfico anterior e da equação que se segue. O resultado deste cálculo encontra-se no Anexo B.

$$VSWR = \frac{1+|s_{11}|}{1-|s_{11}|} \quad (3.7)$$

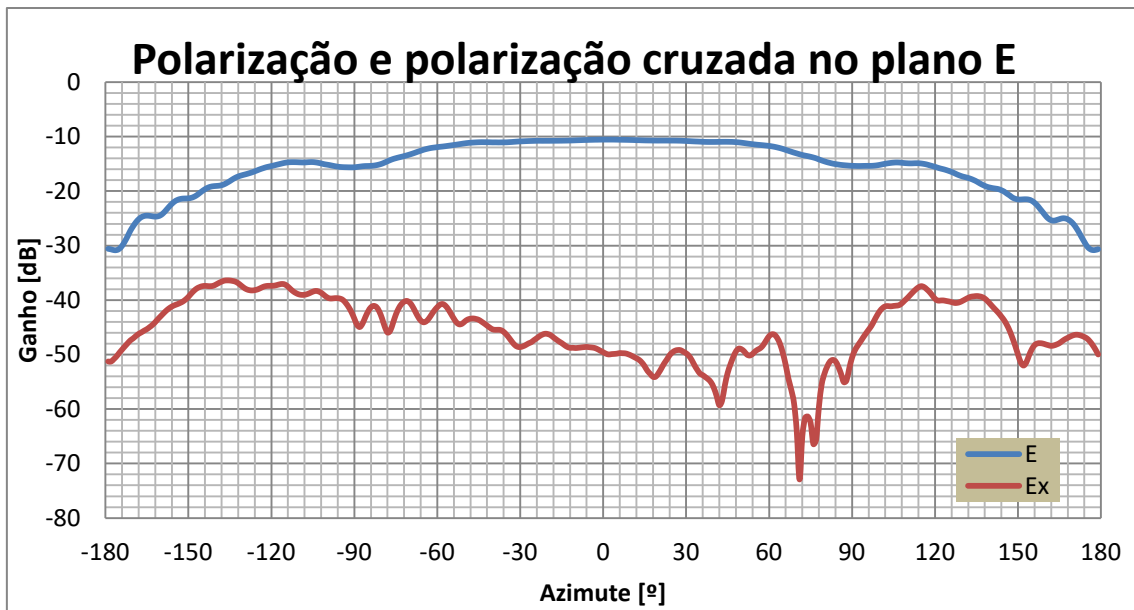
### 3.3.2 Polarização das antenas

Após a medição do coeficiente de onda estacionária, seguiram-se as medidas na Câmara Anecóica, Figura 3.17 de forma a determinar os diagramas de radiação em ambos os planos de radiação, E e H, bem como os ganhos nos respectivos planos. Para obter estes resultados, recorreu-se ao auxílio de uma corneta (Sonda) com ambos os planos (eléctrico e magnético) trocados de 90° em relação às fendas da antena.



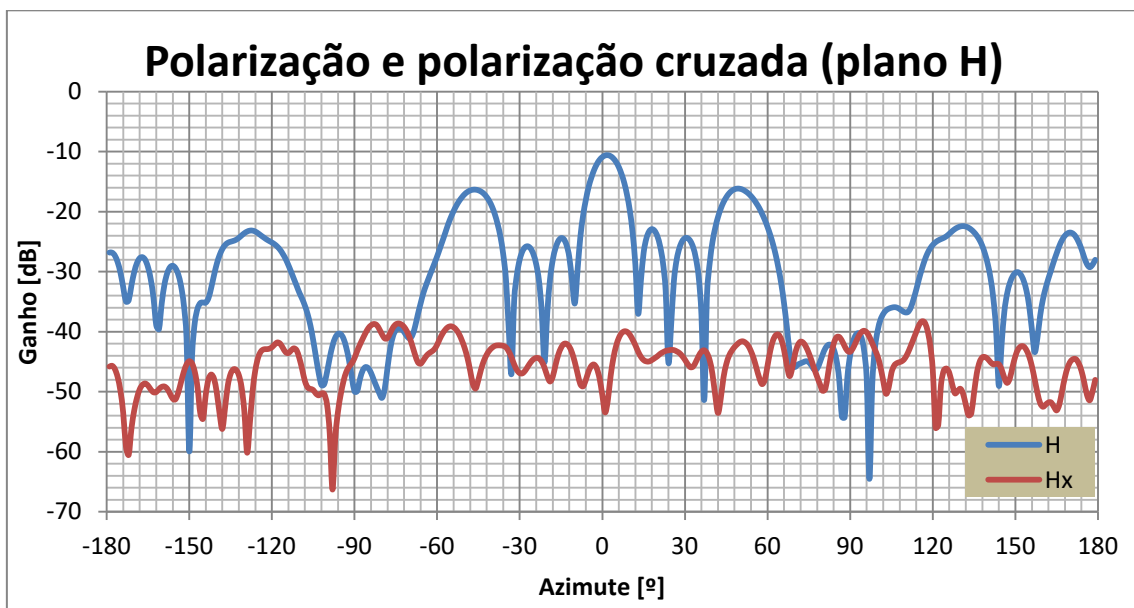
**Figura 3.17 – Aspecto da antena colocada na Câmara Anecóica**

Os gráficos seguintes representam a polarização normal (linha azul) e polarização cruzada (linha vermelho) para o plano E, Figura 3.18, e para o plano H, Figura 3.19. Em ambos os casos, verifica-se que a polarização cruzada apresenta valor inferior à polarização normal. Assim, pode-se concluir que a polarização cruzada não tem qualquer influência na polarização da antena.



**Figura 3.18 – Polarização normal e cruzada no plano E**

A figura 3.19 permite visualizar a distribuição azimutal da amplitude do ganho. A componente E cruzada é inferior à componente E. Irregularidade presente entre os 60 e os 90 graus dever-se-á ao fio que alimenta a antena.



**Figura 3.19 – Polarização normal e cruzada no plano H**

À semelhança do gráfico anterior, também neste gráfico, é possível observar que a distribuição da componente H cruzada é inferior à componente H na maioria dos azimutes. É possível observar a presença de um lóbulo principal, de amplitude -10dB, bem como de dois lobos secundários distanciados cerca de 45° para a esquerda e para a direita do lóbulo principal, com uma amplitude inferior ao lóbulo principal. Apesar da amplitude destes lobos



secundários ser inferior ao lóbulo principal, é no entanto superior ao pretendido, o que pode causar interferências indesejadas.

### 3.3.3 Ganho da antena

Para determinar o ganho real da antena, recorreu-se a uma corneta de calibração, de modo a determinar o ganho da antena em estudo. Pode observar-se nos gráficos seguintes o ganho nos dois planos, bem como o ganho máximo e o Nível de Lóbulos Secundários (NLS).

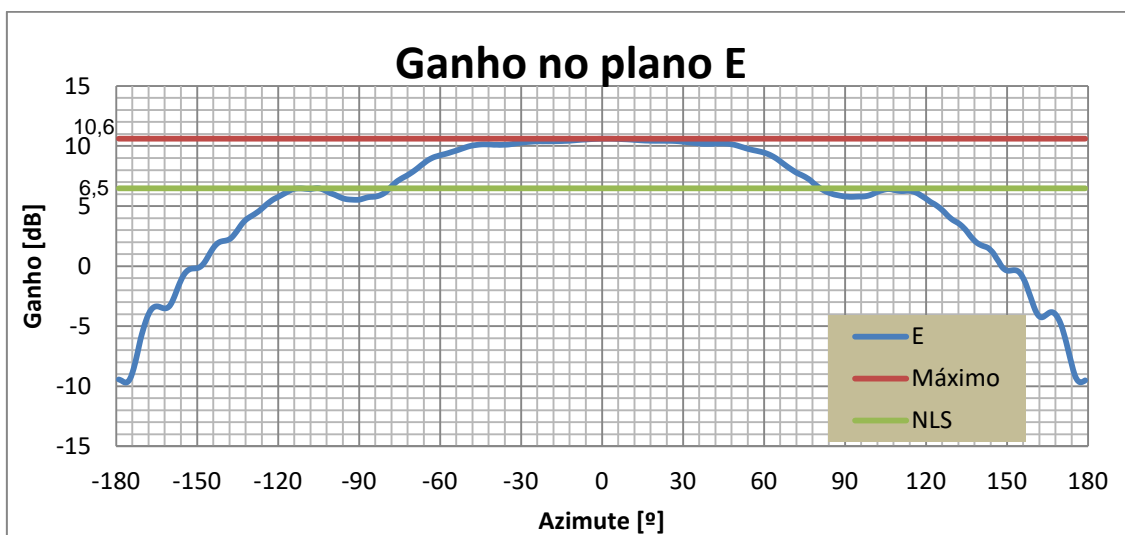


Figura 3.20 – Diagrama de radiação no plano E

Na Figura 3.20, para o plano E, é possível observar para cada azimute o ganho da antena. O ganho máximo medido foi 10,6dB, para o azimute igual a zero. No entanto, é possível observar dois lóbulos secundários situados, aproximadamente, entre -120° e -90°, e entre 90° e 120° com amplitude de 6,5 dB, o que implica um NLS de -4,1dB.

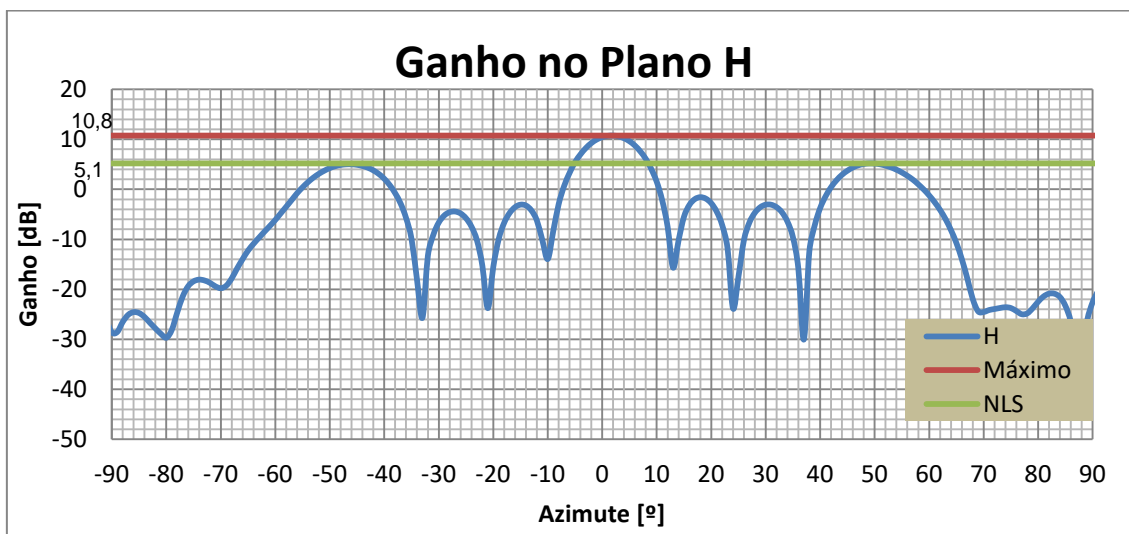


Figura 3.21 – Diagrama de radiação no plano H

Da mesma forma que se mediu o ganho para o plano E, mediu-se a distribuição deste parâmetro para o plano H. Como resultado, obteve-se a Figura 3.32, onde é possível identificar um ganho máximo de 10,8dB e um NLS de -5,7dB.

De forma sucinta e resumidamente, a Tabela 3.12 apresenta os principais resultados experimentais obtidos, que já foram anteriormente mencionados nos diversos gráficos e diagramas ao longo deste capítulo.

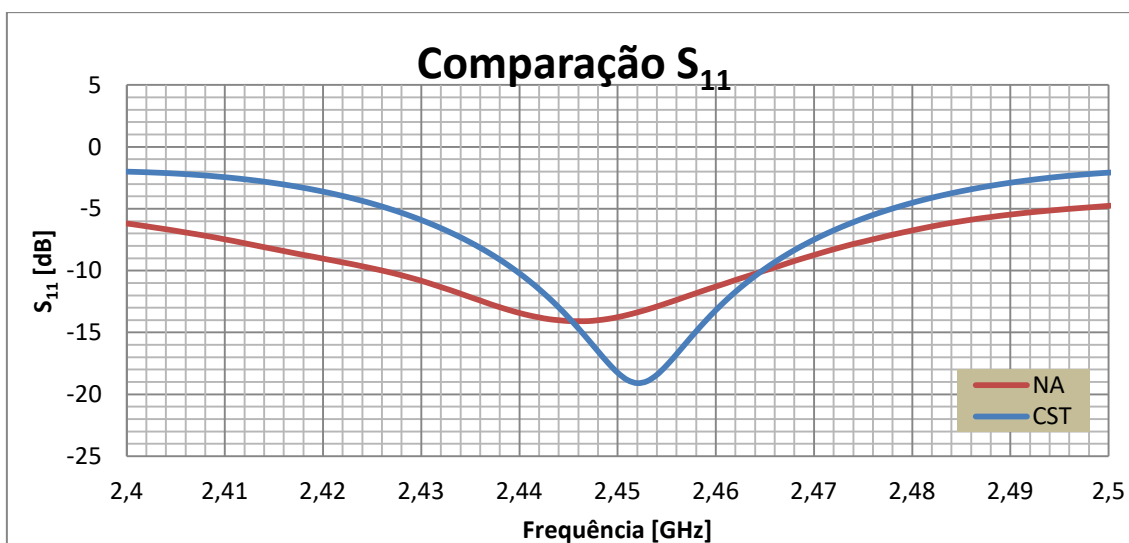
**Tabela 3.12 – Tabela resumo das medidas experimentais**

	Plano H	Plano E
$S_{11}$ (dB)	-13,8	
VSWR	1.52	
Ganho Realizável (dBi)	10,75	10,61
NLS (dB)	5,18	6,48
Largura de Feixe (-3dB)	9	146

### 3.4 Comparação entre simulações e resultados experimentais

Com base nos subcapítulos anteriores, irá proceder-se a uma comparação entre os resultados obtidos por simulação e os resultados obtidos experimentalmente. Os parâmetros a comparar serão o coeficiente de onda estacionária e os ganhos em ambos os planos de radiação. Finalmente, será apresentada uma tabela que resume os dados mais relevantes da comparação efectuada.

O gráfico que se segue, permite observar a evolução do  $S_{11}$  simulado e o experimental (Figura 3.22). O gráfico que reflecte a comparação entre o VSWR experimental e o VSWR pode ser observado no Anexo B.



**Figura 3.22 – Comparação dos valores do  $S_{11}$  de simulação e experimental**

Na Figura 3.22 é possível observar que o valor do  $S_{11}$  experimental é superior ao valor simulado. Esta diferença de valores deve-se à dificuldade de ajuste do stub na antena, devido ao facto deste ser manual. No caso da simulação esse problema não existia. A diferença entre valor experimental e simulado é cerca de 4dB, no entanto ambos os valores são aceitáveis e não comprometem as restantes medidas. Pode ainda observar-se, através da distribuição do  $S_{11}$  para cada tipo de medições, experimentais e simuladas, que no caso das medidas obtidas por simulação, o andamento apresenta um mínimo mais pronunciado, medidas obtidas por simulação. No outro caso, medidas obtidas experimentalmente, o mínimo não é tão pronunciado o que traduz a melhor adaptação da antena usada nas medidas obtidas por simulação.

Seguidamente, serão apresentados os gráficos comparativos relativos aos diagramas de radiação no plano H e no Plano E, que se encontram respectivamente na Figura 3.23 e Figura 3.24.

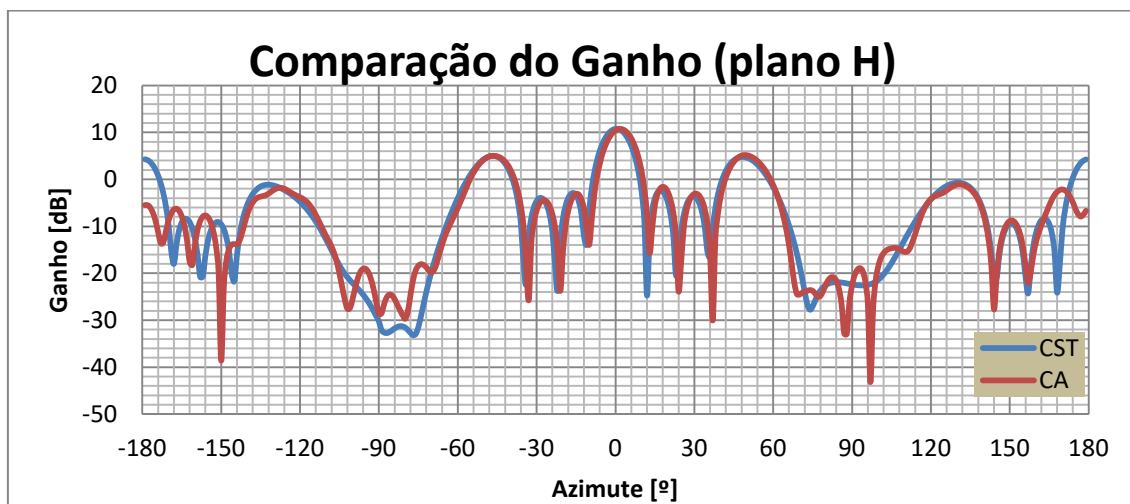


Figura 3.23 - Comparação entre diagramas de radiação no plano H

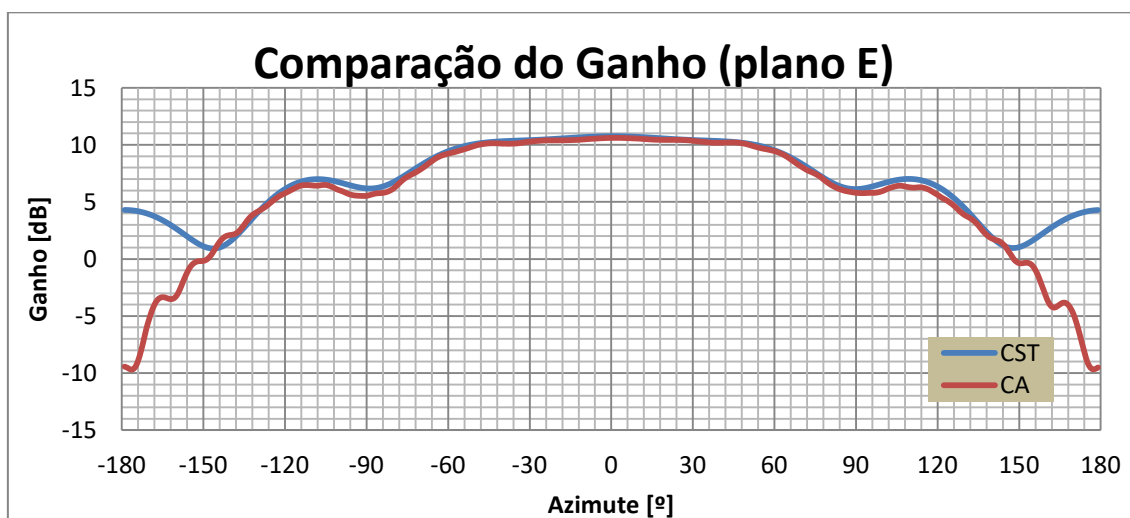


Figura 3.24 – Comparação entre diagramas de radiação no plano E

Ao invés do que foi observado para o parâmetro  $S_{11}$ , as Figuras 3.23 e 3.24 demonstram que para o ganho, do plano H ou do plano E, a distribuição da CA e a do CST coincidem quase sempre ao longo de todo o gráfico. Como tal, para estas duas medições a antena comportou-se praticamente como uma antena ideal, atestando assim a coerência dos dados experimentais obtidos.

Para uma melhor percepção de todos os resultados obtidos, a Tabela 3.13 apresenta uma comparação entre resultados experimentais e resultados simulados.

**Tabela 3.13 – Tabela resumo da comparação entre resultados simulados e experimentais**

	Resultados obtidos por simulação		Resultados obtidos experimentalmente	
	Plano H	Plano E	Plano H	Plano E
<b><math>S_{11}</math>(dB)</b>	-18,25		-13,8	
<b>VSWR</b>	1,28		1,52	
<b>Ganho Realizável (dBi)</b>	10,8	10,8	10,75	10,61
<b>NLS (dB)</b>	5,1	7,1	5,18	6,48
<b>Largura de Feixe (-3dB)</b>	10,3	147,9	9	146

Analisando a Tabela 3.13, observa-se que, de um modo geral, os resultados experimentais coincidem com os resultados obtidos por simulação. No entanto o  $S_{11}$  experimental ficou um pouco distante do que seria de esperar. Este resultado, pode dever-se, como já foi referido anteriormente, ao ajuste manual do *stub* e à dificuldade no seu ajuste.

## Capítulo 4

### 4 Antena com fendas no plano zx

Neste capítulo serão apresentados os cálculos e os resultados obtidos no estudo anteriormente efectuado, no âmbito dos agregados de fendas. Trata-se de uma apresentação sucinta, com a finalidade de apresentar apenas os resultados necessários ao objectivo deste trabalho, ou seja, a comparação de dois agregados de fendas. Importa referir que no capítulo anterior, foi apresentada a antena com fendas no plano zy, por sua vez, ao longo deste capítulo será apresentada a antena com fendas no plano zx.

Inicialmente, serão descritos os cálculos efectuados para o dimensionamento do guia, bem como, o posicionamento das fendas no guia. Posteriormente, serão analisados os resultados obtidos por simulação, os quais foram possíveis mediante o auxílio do programa informático CST MWS. De seguida, também as medidas obtidas experimentalmente através quer do Network Analyser quer da Câmara Anecóica, serão analisadas detalhadamente. Finalmente, as medidas obtidas por simulação, bem como as medidas experimentais, serão alvo de análise e comparação.

#### 4.1 Dimensionamento da antena

Para a elaboração deste estudo, assim como foi mencionado para a antena com fendas no plano zy, foram utilizados guias de onda com as características indicadas na Tabela 4.1.

**Tabela 4.1 – Características do guia de ondas de secção rectangular [1]**

Dimensões (mm)	
Largura (a)	37
Altura (b)	97
Espessura	1,5

##### 4.1.1 Dimensionamento do guia

Na Tabela 4.2, é possível verificar as características do sinal introduzido e do meio dieléctrico, sinal de iguais características ao introduzido na antena com fendas no plano zy (Capítulo 3). Nesta Tabela, é ainda possível, observar as características do sinal no interior do guia.

**Tabela 4.2 – Características do sinal introduzido e do sinal no interior do guia**

Parâmetros		
Sinal Introduzido no guia	$f$	2,45 GHz
	$\lambda_0$	122,45 mm
	$k$	51,31 rad/m
Sinal no interior do guia	$f_c$	1,55 GHz
	$\lambda_g$	157,75 mm
	$k_z$	39,83 rad/m

Os dados fornecidos pela Tabela 4.2, frequência de corte e o comprimento de onda de corte, permitem concluir, tal como foi efectuado para a antena com fendas no plano zy, que esta antena opera apenas no modo fundamental.

#### 4.1.2 Posicionamento das fendas no guia

Após o cálculo das medidas utilizadas para dimensionar o guia que servirá de suporte à antena, é necessário dimensionar e posicionar as fendas no guia. Este dimensionamento incidirá inicialmente, no dimensionamento das fendas e posteriormente, na determinação das suas posições nos guias.

No que concerne os dados referentes às dimensões das fendas, estas foram dimensionadas segundo o mesmo método utilizado no capítulo anterior. Deste modo, utilizando as estimativas de Elliot e Kurtz, a largura e o comprimento são dados por:

$$W = \frac{1.5875a}{22.86} [mm] \quad (4.1)$$

$$L = 0,483\lambda_0 [mm] \quad (4.2)$$

Foram então calculadas as medidas das fendas (Tabela 4.3) utilizando as fórmulas anteriores.

**Tabela 4.3 - Dimensões das fendas [1]**

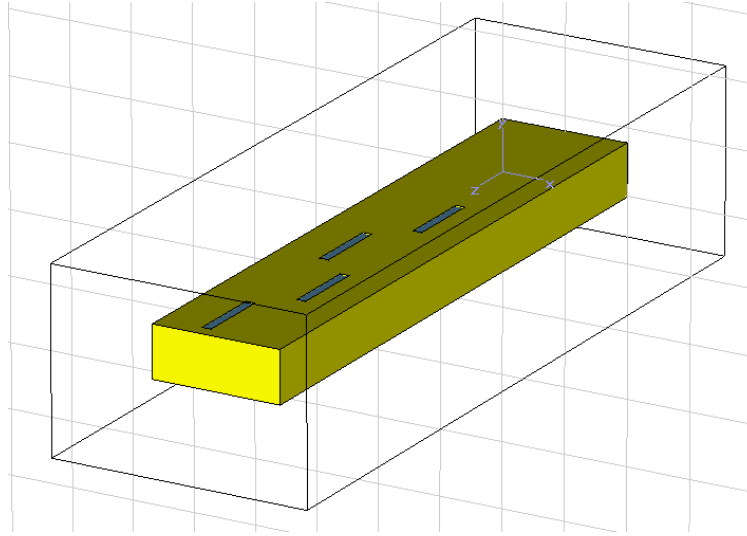
Dimensões (mm)	
L (comprimento)	59
W (largura)	7

Dimensionadas as fendas, é necessário agora definir a sua disposição ao longo do guia. Para que a antena constitua um agregado de fendas ressonantes, a admitância tem que ser exclusivamente real. Esta condição implica que as fendas sejam alimentadas em fase e consequentemente, estejam distanciadas de meio comprimento de onda do guia ( $\lambda_g/2$ ).

Como foi referido anteriormente, o agregado de fendas deve ser ressonante, pelo que as fendas que o constituem terão apenas admitância real. Assim, é possível serem classificadas como cargas resistivas. O agregado pode ser comparado a uma linha de transmissão em que, as fendas correspondem a uma resistência, e estão dispostas em paralelo. Assim, pode-se calcular, com base nas fórmulas de Stevenson, a admitância normalizada da linha.

$$Y = \sum_1^N \frac{1}{N} [S] \quad (4.3)$$

onde N representa o número de fendas a posicionar no guia. A antena com fendas no plano zx é constituída por dois conjuntos de fendas colocados em paralelo entre si (Figura 4.1).



**Figura 4.1 – Posicionamento das fendas ao longo do guia**

A Figura 4.1 demonstra que as fendas estão deslocadas do eixo longitudinal da face da antena, este desvio é denominado *offset*. O próximo passo é calcular este factor. Partindo da fórmula inicial de Stevenson [9]:

$$\frac{G_{slot}}{G_{waveguide}} = \left[ 2.09 \frac{\lambda_g}{\lambda_0} \frac{a}{b} \cos^2 \left( \frac{\pi \lambda_0}{2 \lambda_g} \right) \right] \sin^2 \left( \frac{\pi d}{a} \right) \quad (4.4)$$

em que  $G_{slot}$  representa a condutância da fenda e  $G_{waveguide}$  a condutância do guia. Elliot, com o auxílio das curvas de Stegen, fez alguns ajustes. Elliot, com o auxílio das curvas de Stegen, realizou alguns ajustes, pelo que a equação anterior adquiriu a seguinte forma:

$$\frac{G_{slot}}{G_{waveguide}} = \left[ 2.09 \frac{\lambda_g}{\lambda_0} \frac{a}{b} \left( \cos \left( \frac{0.464 \pi \lambda_0}{2 \lambda_g} \right) - \cos(0.464 \pi) \right)^2 \right] \sin^2 \left( \frac{\pi d}{a} \right) \quad (4.5)$$

Utilizando a equação 3.5 é possível determinar o valor do  $G_{waveguide}$  desprezando o valor de  $\sin^2 \left( \frac{\pi d}{a} \right)$ . De seguida utiliza-se esse valor, substituindo-o na equação juntamente com o  $G_{slot}$  e os restantes parâmetros e determina-se o *offset* que é dado por d.

A fenda mais próxima da alimentação tem índice igual a 1, a segunda, índice 2 e assim sucessivamente, o resultado obtido para as posições das fendas são dados pela Tabela 4.4.

**Tabela 4.4 – Posicionamento das fendas relativamente ao final do guia [1]**

N	Offset (mm)	Distância das fendas ao fim do guia (mm)			
		1	2	3	4
4	18,80	276	197	118	39

No que concerne os dados referentes às dimensões das fendas, estas foram dimensionadas segundo o mesmo método utilizado no capítulo anterior. Deste modo, utilizando as estimativas de Elliot e Kurtz, a largura e o comprimento são dados por:

Foram então calculadas as medidas das fendas (Tabela 4.5) utilizando as fórmulas anteriores.

**Tabela 4.5 - Dimensões das fendas [1]**

Dimensões (mm)	
L (comprimento)	59
W (largura)	7

As características do poste de alimentação são de igual modo relevantes (Tabela 4.6).

**Tabela 4.6 – Dimensões relativas ao poste de alimentação [1]**

Dimensões (mm)	
Comprimento do poste	31
Distância ao topo do guia	40



## 4.2 Simulações

### 4.2.1 Simulações sem stub

Com base nos resultados obtidos e utilizando o simulador CST MWS, foi possível fornecer representações relevantes, isto é,  $S_{11}$ , diagramas de radiação 3D, diagramas de radiação no plano horizontal e vertical.

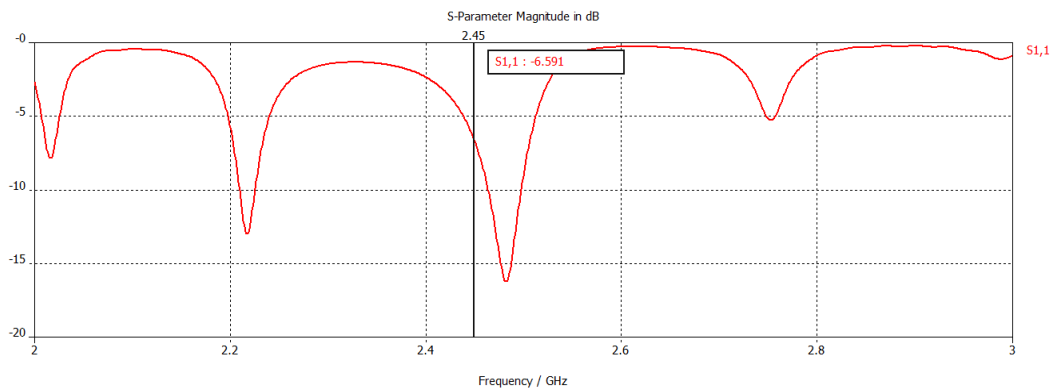


Figura 4.2 –  $S_{11}$  da antena de 4 fendas [1]

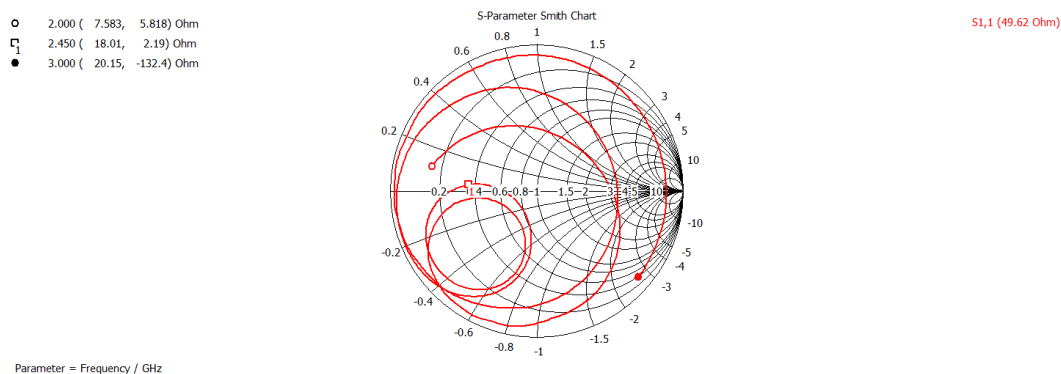


Figura 4.3 –  $S_{11}$  da antena de 4 fendas (Carta de Smith) [1]

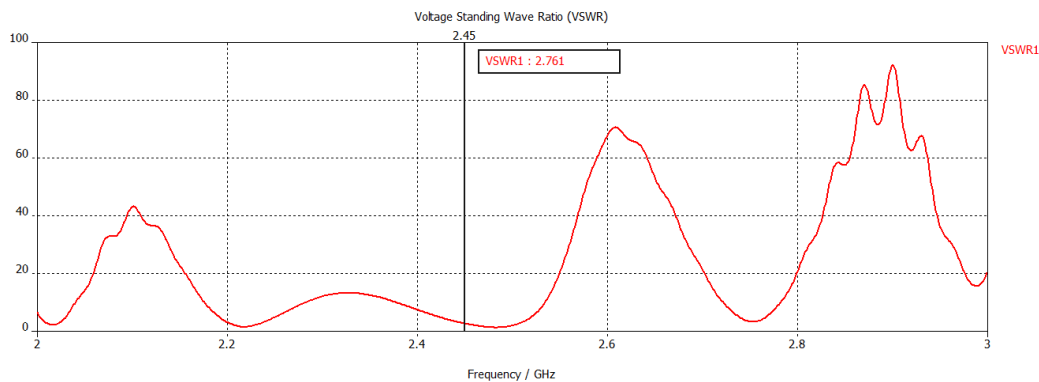


Figura 4.4 – VSWR da antena de 4 fendas [1]

As figuras 4.2, 4.3 e 4.4, apresentam as simulações relativas aos parâmetros  $S_{11}$  e ao VSWR. Em relação ao  $S_{11}$ , o valor da frequência de trabalho é -6,59dB. O valor do VSWR, para a mesma frequência, é de 2,76.

Perante os valores obtidos é possível concluir que a antena não se encontra adaptada. Os valores de  $S_{11}$  e do VSWR, para uma antena adaptada, devem ser respectivamente inferiores a -15dB e inferiores a 1,5.

Seguidamente, apresentar-se-ão os gráficos das medidas obtidas por simulação correspondentes aos diagramas de radiação.

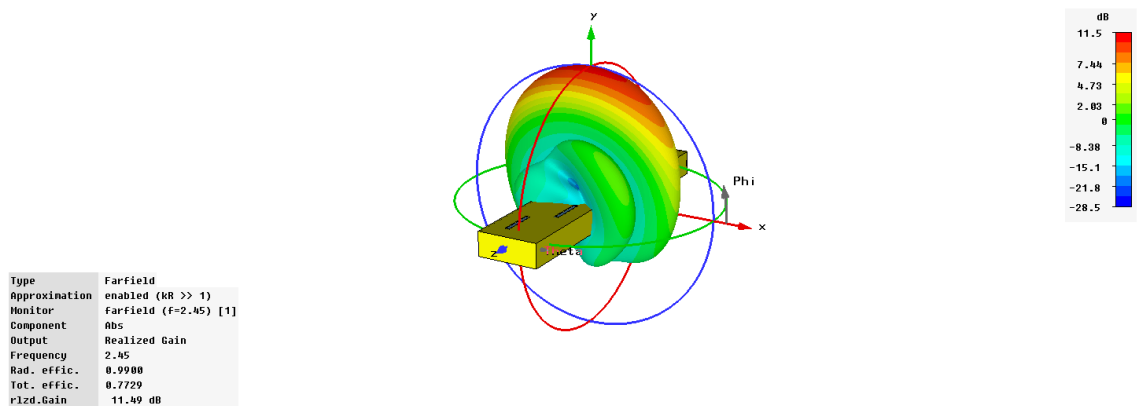


Figura 4.5 – Diagrama de Radiação (3D) da antena de 4 fendas [1]

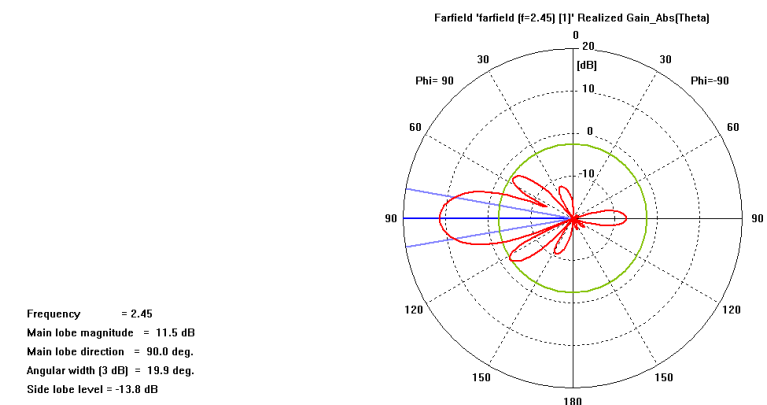
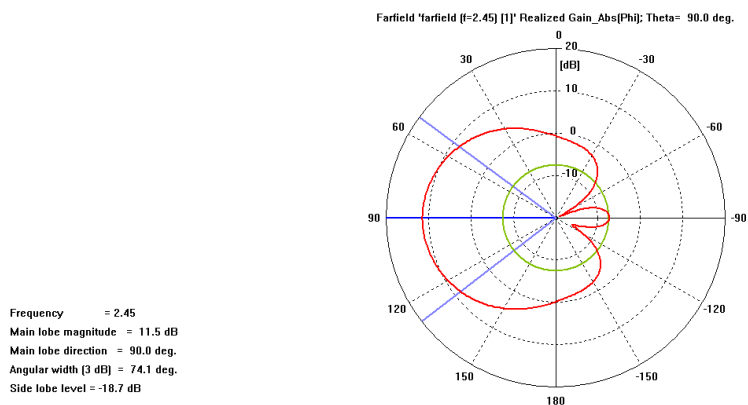


Figura 4.6 - Diagrama de Radiação (Plano H) da antena de 4 fendas [1]



**Figura 4.7 – Diagrama de Radiação (Plano E) da antena de 4 fendas [1]**

As figuras 4.5, 4.6 e 4.7 reflectem a distribuição dos diagramas de radiação da antena. A figura 3.9 representa a distribuição 3D da radiação da antena, permitindo observar que o lóbulo principal se encontra perpendicular ao plano que contém as fendas.

Na figura 4.6 (Plano H), é possível visualizar que o ganho do lóbulo apresenta o valor de 11,5dB e uma largura de feixe a -3dB de 19,9°. Os lóbulos secundários, apresentam um valor inferior ao do lóbulo principal, o que se traduz num NLS de -13,8dB.

Na figura 4.7 (Plano E) o lóbulo principal tem um ganho de 11.5 e uma amplitude a -3dB de 74,1°. Neste plano valor do NLS é de -18,7dB.

A Tabela 4.7 apresenta resumidamente, os resultados obtidos.

**Tabela 4.7 – Resultados da simulação da antena de 4 fendas [1]**

	3D	Plano H	Plano E
<b>S<sub>11</sub> (dB)</b>		-6,59	
<b>VSWR</b>		2,76	
<b>Directividade (dBi)</b>	12,61	12,60	12,60
<b>Ganho Realizável (dBi)</b>	11,49	11,50	11,50
<b>NLS (dB)</b>	-	-13,80	-18,70
<b>Largura de Feixe (-3 dB)</b>	-	19,90°	74,10°

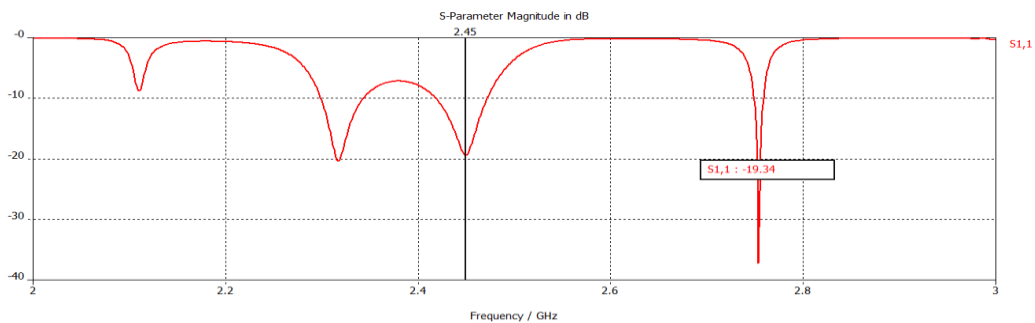
#### 4.2.2 Simulações com stub

Posteriormente, foi realizada uma adaptação da antena através de duplo *stub*. Inicialmente, o *stub* foi dimensionado utilizando a Carta de Smith, e posteriormente foram efectuadas múltiplas simulações, variando da profundidade do poste, com o objectivo de otimizar o *stub*. As profundidades podem observar-se na Tabela 4.8.

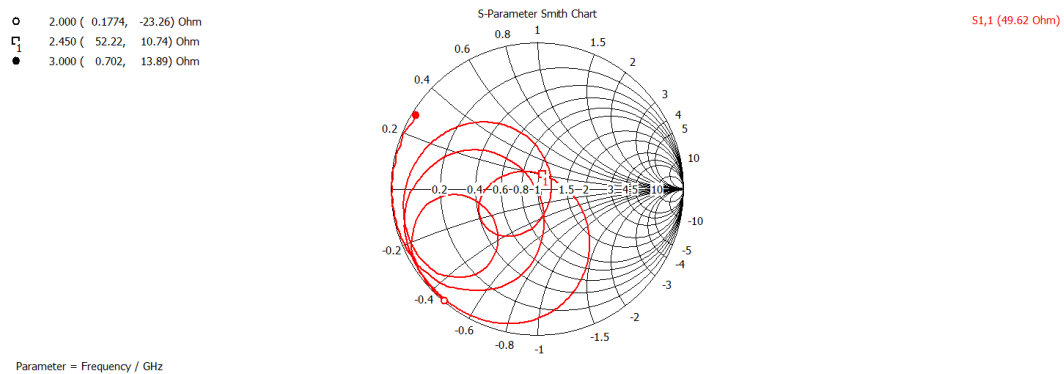
**Tabela 4.8 – Posicionamento do duplo stub [1]**

Stub	Distância relativamente ao poste de alimentação (mm)
1º Poste	39
2º Poste	65

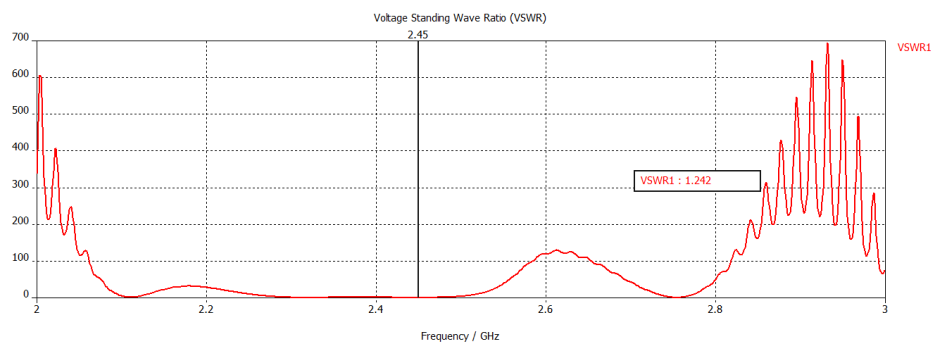
De seguida, serão apresentados os resultados posteriores à adaptação (Figura 4.8, 4.9 e 4.10).



**Figura 4.8 –  $S_{11}$  da antena de 4 fendas com duplo *stub* [1]**



**Figura 4.9 –  $S_{11}$  da antena de 4 fendas com duplo *stub* (Carta de Smith) [1]**



**Figura 4.10 - VSWR da antena de 4 fendas com duplo *stub* [1]**

O parâmetro  $S_{11}$  pode observar-se nas figuras 3.8 e 3.9, respectivamente distribuição ao longo da frequência e Carta de Smith. Com a aplicação do *stub* o valor do  $S_{11}$  diminui para o valor de -19,34dB. Por sua vez, o VSWR têm um valor de 1,24. Os valores obtidos, depois da colocação do *stub* na antena, reflectem uma boa adaptação por parte da mesma, o que pode ser comprovado pelo facto de serem inferiores aos valores considerados como aceitáveis - 15dB para o  $S_{11}$  e 1,5 para o VSWR.

Seguidamente, averiguou-se quanto aos diagramas de radiação da antena, o resultado são os diagramas seguintes.

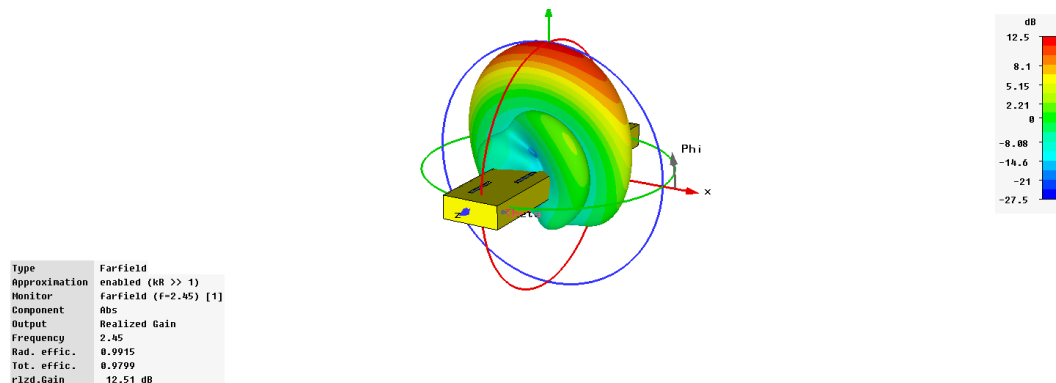


Figura 4.11 – Diagrama de Radiação (3D) da antena de 4 fendas com duplo *stub* [1]

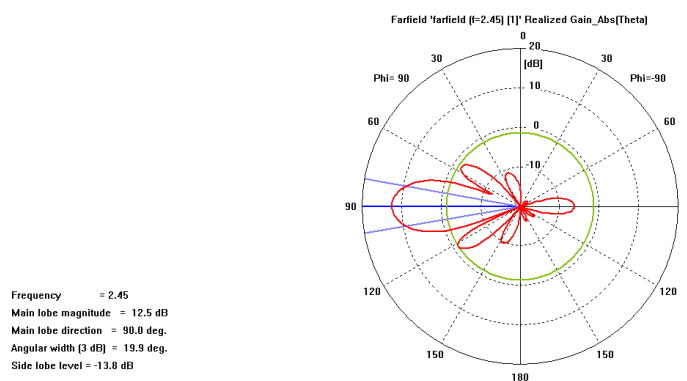


Figura 4.12 – Diagrama de Radiação (Plano H) da antena de 4 fendas com duplo *stub* [1]

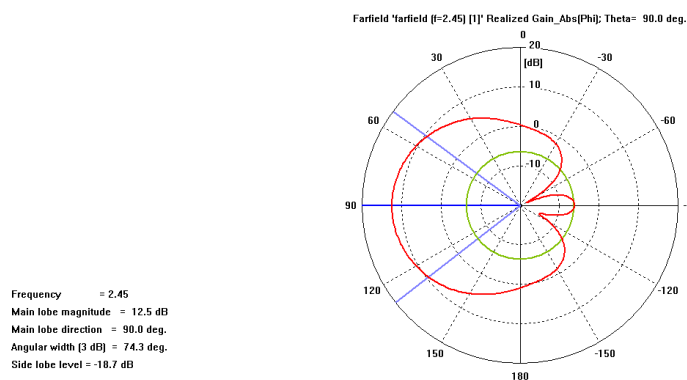


Figura 4.13 – Diagrama de radiação (Plano E) da antena de 4 fendas [1]

No diagrama de radiação 3D (Figura 4.11) é possível observar que o lóbulo principal se mantém perpendicular ao plano que contém as fendas.

Na Figura 4.12 é possível observar o diagrama de radiação no plano H. A antena apresenta um lóbulo principal com um ganho de valor 12,5dB, uma largura de feixe a -3dB de 19,9° e um NLS de valor -13,8dB. Aparentemente os resultados obtidos após a adaptação, no que diz respeito aos diagramas de radiação, são satisfatórios, no entanto o lóbulo principal poderia ter uma largura de feixe menor, garantindo que a antena fosse mais directiva.

Mediante a análise da distribuição do ganho no plano E (Figura 4.13) é possível observar um lóbulo principal com um valor 12,5dB de ganho, uma largura de feixe a -3dB de 74,3° e um NLS cujo valor é -18,7dB.

Inicialmente, a antena apresentava-se desadaptada, o que tornou necessário o dimensionamento de um *stub*. Com a aplicação deste, a antena melhorou aproximadamente -13dB no  $S_{11}$ , 1dB no Ganho e 1,5 no VSWR. Conclui-se assim que foi feito um bom dimensionamento do *stub*. Pode observar-se as melhorias produzidas pela adaptação com duplo *stub* na Tabela 4.14.

**Figura 4.14 – Comparação entre a antena de 4 fendas sem e com duplo *stub* [1]**

	Sem Stub	Com Stub
<b><math>S_{11}</math> (dB)</b>	-6,59	-19,34
<b>VSWR</b>	2,76	1,24
<b>Ganho Realizável (dBi)</b>	11,49	12,51

### 4.3 Resultados obtidos experimentalmente

Após a obtenção dos resultados por simulação, foram efectuadas medidas experimentais utilizando o Network Analyser (NA) e a Câmara Anecóica (CA). As características da Câmara Anecóica foram descritas no Capítulo 3

Neste capítulo, serão efectuadas medidas de modo a obter uma distribuição para o coeficiente de onda estacionária. Posteriormente, com o objectivo de estimar o ganho e os diagramas de radiação da antena, serão realizadas novas medidas.

#### 4.3.1 Coeficiente de onda estacionária

Utilizando o *Network Analyser* (NA) foram obtidos os resultados experimentais para o parâmetro  $S_{11}$  descritos na Figura 4.15.

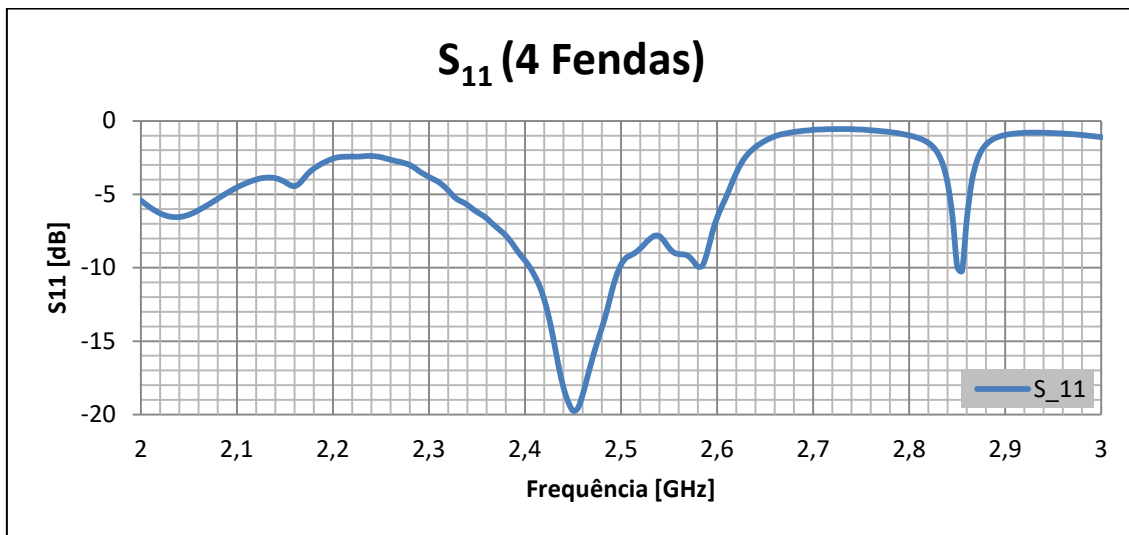


Figura 4.15 –  $S_{11}$  da antena de 4 fenda [1]

Na Figura 4.15 observa-se a distribuição do  $S_{11}$  experimental que, para a frequência de 2,45GHz, apresenta um valor de -19,74dB. Uma vez que o valor aceitável do  $S_{11}$  deve ser inferior a -15dB, neste caso a antena encontra-se bem adaptada.

Posteriormente, foi calculado o VSWR utilizando a fórmula que se segue.

$$VSWR = \frac{1+|s_{11}|}{1-|s_{11}|} \quad (4.3)$$

O gráfico do VSWR será colocado em anexo (Anexo B).

#### 4.3.2 Polarização e Polarização Cruzada

Após as medições do  $S_{11}$  e do cálculo do VSWR, procedeu-se a medições utilizando a Câmara Anecóica. Deste modo, foi possível construir Diagramas de Radiação em ambos os planos, assim como os respectivos ganhos. Seguidamente, serão apresentados os diagramas construídos com base em medições efectuadas.

Os diagramas nos Planos H e E, e respectivas polarizações cruzadas:

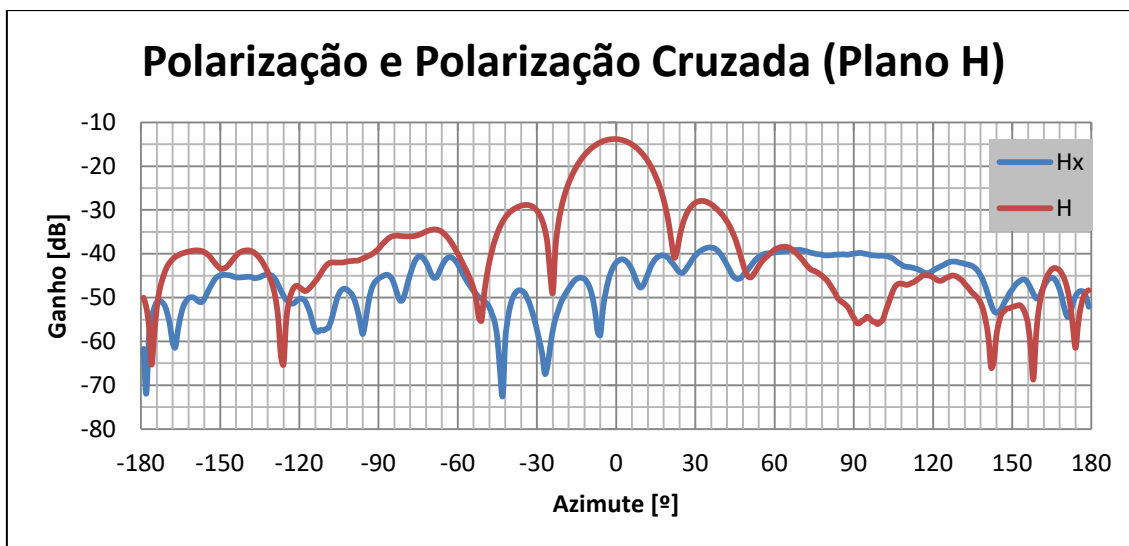


Figura 4.16 – Polarização da antena de 4 fendas (Plano H) [1]

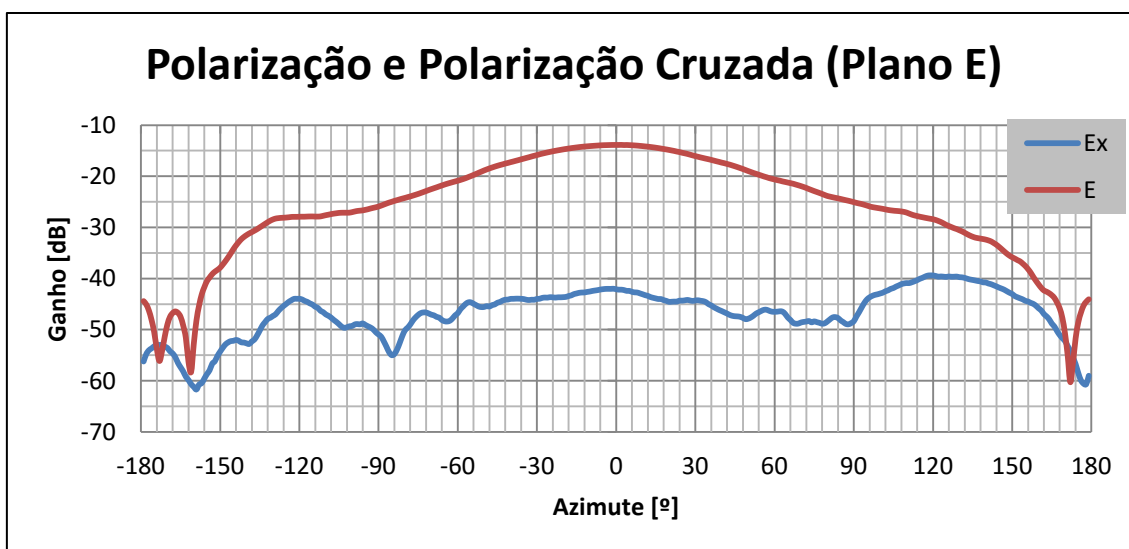


Figura 4.17 – Polarização da antena de 4 fendas (Plano E) [1]

Nas figuras 4.16 e 4.17 a cor vermelha e a cor azul representam respectivamente a componente normal e a componente cruzada da polarização. Em ambos os gráficos, verifica-se que a componente normal é maioritariamente superior à componente cruzada. No Plano H (Figura 3.16) é perceptível a existência de dois lóbulos secundários principais, contíguos ao



lóbulo principal, os quais apresentam um valor de ganho menor ( $\cong -30\text{dB}$ ) que o lóbulo principal ( $\cong -15\text{dB}$ ).

### 4.3.3 Ganho Real da Antena

Para obter o ganho real das antenas, foi necessário recorrer ao uso de cornetas de calibração que, posteriormente, foram utilizadas para determinar o ganho da antena de 4 fendas. Os resultados obtidos encontram-se nos diagramas e tabelas que se seguem.

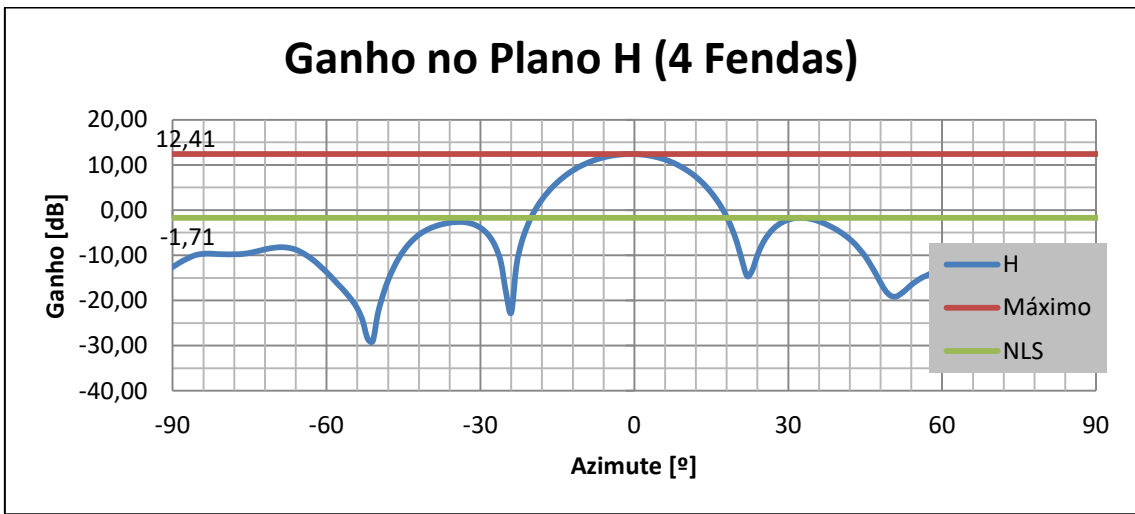
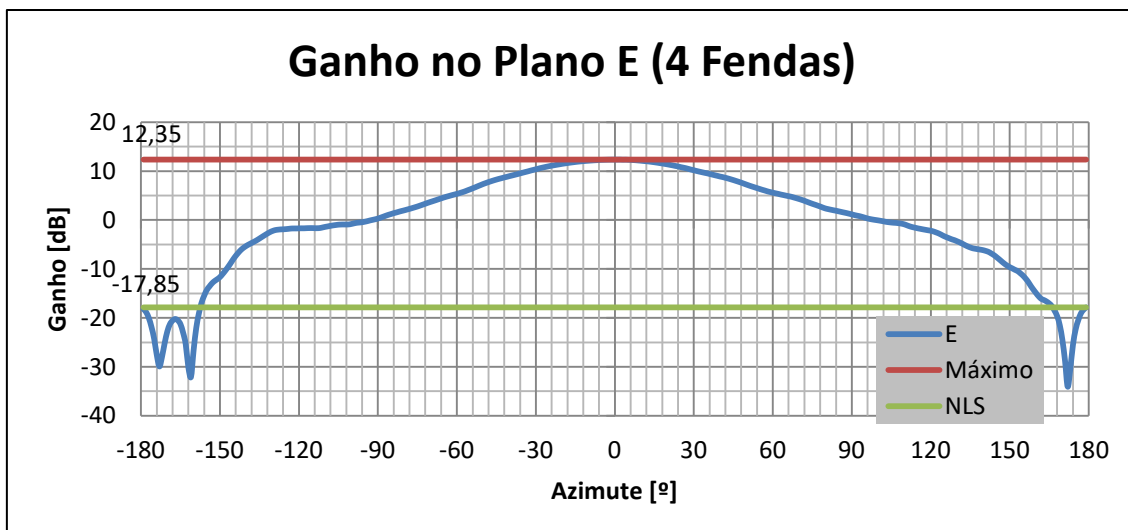


Figura 4.18 – Diagrama de Radiação da antena de 4 fendas no Plano H [1]

Na figura 4.18 encontra-se a distribuição do ganho (azul), o ganho máximo (vermelho) e o NLS (verde). Ao longo do gráfico é possível observar um lóbulo principal situado entre os  $-24^\circ$  e os  $24^\circ$ , seguidos de dois lóbulos secundários. Na Tabela 4.9 estão expostos os principais resultados obtidos. No entanto, estes lóbulos secundários são muito inferiores ( $\cong -15\text{dB}$ ) quando comparados com o lóbulo principal, o que significa que não causam interferência significativa na radiação do lóbulo principal.

Tabela 4.9 – Resumo de resultados da Figura 4.18 [1]

Parâmetros	
Ganho na direcção de máximo	12,41 dBi
NLS	-14,12 dB



**Figura 4.19 – Diagrama de Radiação da antena de 4 fendas no Plano E [1]**

No diagrama de radiação no Plano E, Figura 4.19, pode-se verificar a distribuição do ganho (azul), a qual apresenta um lóbulo principal, localizado aproximadamente entre os  $-150^\circ$  e os  $150^\circ$ . A recta vermelha apresenta o valor máximo obtido para o ganho (12,35). A recta verde define o valor dos lóbulos secundários (-17,85). À semelhança do plano anterior, os lóbulos secundários apresentam um valor inferior ao lóbulo principal, o que se traduz numa menor interferência destes na radiação da antena.

Na tabela 4.10 pode observar-se os valores do Ganho e do NLS para o plano E.

**Tabela 4.10 – Tabela resumo da Figura 4.26 [1]**

Parâmetros	
Ganho na direcção de máximo	12,35 dBi
NLS	-30,2 dB

É então possível concluir mediante a Tabela 4.11 os principais resultados obtidos através de medidas experimentais efectuadas à antena com fendas no plano zx.

**Tabela 4.11 – Tabela resumo das medidas experimentais [1]**

	Plano H	Plano E
$S_{11}$ (dB)	-19,74	
VSWR	1,23	
Ganho Realizável (dBi)	12,41	12,35
NLS (dB)	-14,12	-30,20
Largura do lóbulo principal (-3 dB)	20	73

## 4.4 Comparação entre resultados experimentais e simulações

Com o objectivo de validar resultados, iniciar-se-á seguidamente, uma a comparação entre os resultados experimentais e os resultados obtidos por simulação. Esta comparação incidirá nos parâmetros principais analisados, isto é,  $S_{11}$ , ganho na direção de máximo, largura de feixe a -3dB e o NLS.

### 4.4.1 Comparação dos Coeficientes de onda estacionária ( $S_{11}$ )

Na Figura 4.20 seguinte, pode ver-se a azul a curva respectiva à distribuição obtida no NA e a vermelho a obtida utilizando o CST MWS.

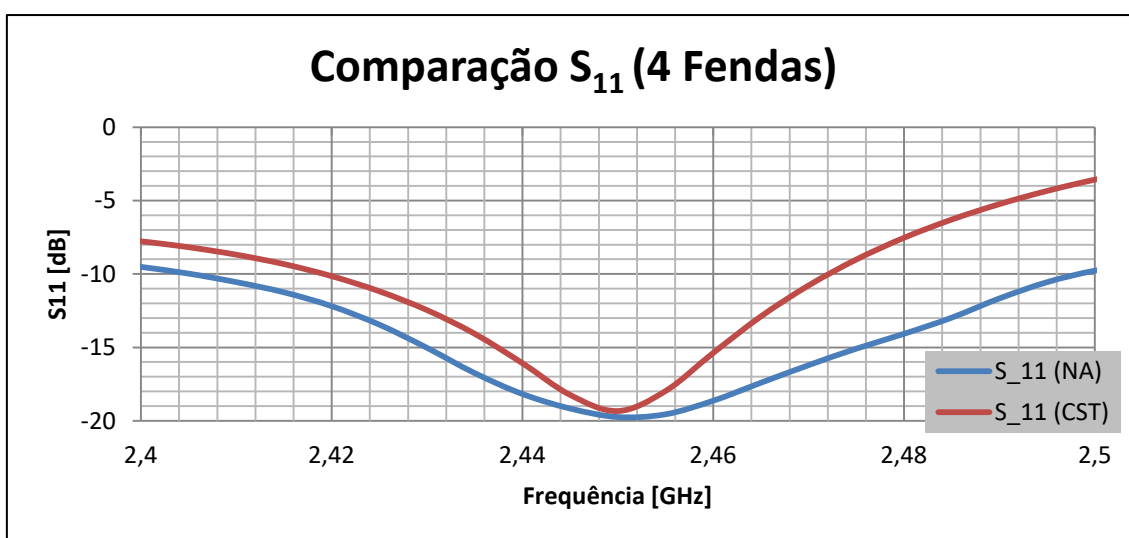
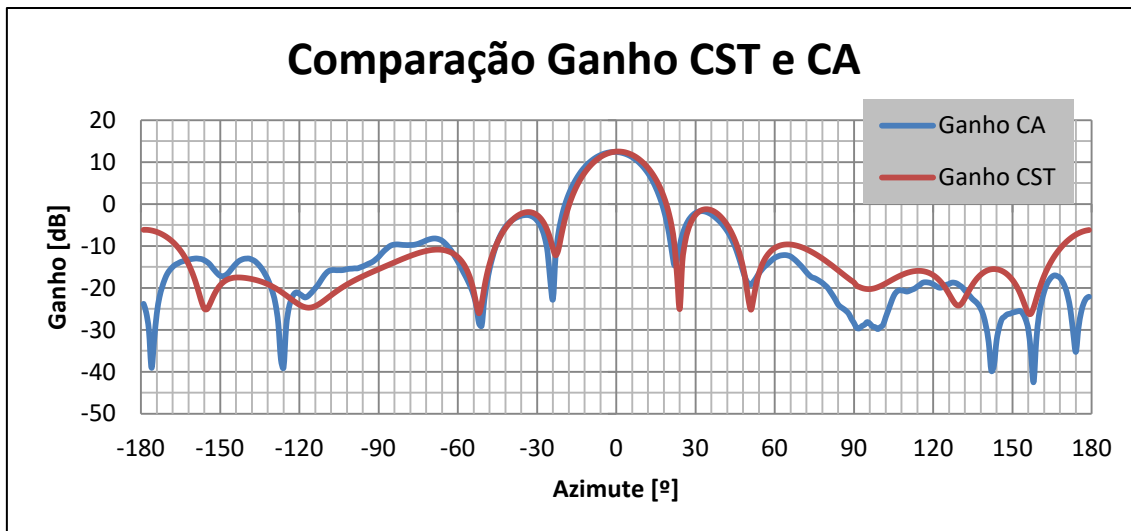


Figura 4.20 - Comparação dos valores de  $S_{11}$  da antena de 4 Fendas [1]

Mediante a análise da Figura 4.20 constata-se que, para a frequência de trabalho, a medida simulada é inferior à medida experimental. Esta diferença de valores pode ser explicada pelo facto da antena ser construída manualmente e do simulador não efectuar uma construção realista da mesma. No caso do CST MWS este simula uma "antena ideal".

### 4.4.2 Comparação do Ganhos reais

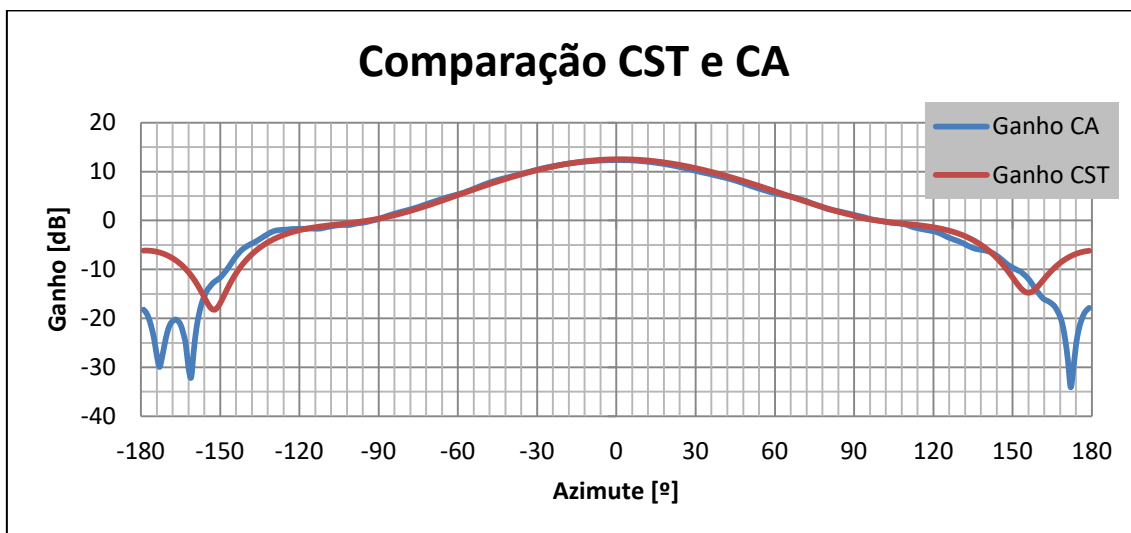
De seguida, serão comparados os diagramas de ganho, quer para o plano H quer para o plano E. À semelhança do gráfico anterior, a curva azul representa as medidas obtidas experimentalmente e a curva vermelha as medidas simuladas.



**Figura 4.21 - Comparação do diagrama de radiação da antena de 4 fendas no plano H [1]**

A partir da observação da Figura 4.21, verifica-se que os valores obtidos experimentalmente coincidem maioritariamente com os valores simulados. Permite assim concluir que, para este parâmetro, foram atingidos os objectivos pretendidos.

Analogamente, foi construído um gráfico de comparação entre ganhos, neste caso para o Plano E. As medidas experimentais e simuladas respeitam o código de cores do gráfico anterior, a curva azul representa o ganho na CA e a curva vermelha o ganho no CST MWS.



**Figura 4.22 – Comparação do diagrama de radiação da antena de 4 fendas no plano E [1]**

A Figura 4.22 mostra que, à semelhança do que acontecia para o plano H, também para o plano E quer o ganho experimental, quer simulado tem percursos concordantes ao longo de todo o gráfico, à excepção da largura de feixe e nível dos lóbulos secundários. O NLS das medidas experimentais é inferior ao NLS obtido por simulação. Deste modo a antena melhor, pois quanto menor o NLS, menor a interferência causada na radiação do lóbulo principal por

parte dos lóbulos secundários. Esta diferença de valores não deixa de ser uma discrepância entre resultados, no entanto torna a antena melhor no que diz respeito ao seu diagrama de radiação no plano E.

Importa assim, como conclusão deste capítulo, reunir os resultados relevantes obtidos ao longo do mesmo (Tabela 4.12).

**Tabela 4.12 - Comparação entre os valores simulados e valores reais da antena de 4 fendas [1]**

	Simulado		Real	
	Plano H	Plano E	Plano H	Plano E
<b>S<sub>11</sub> (dB)</b>	-19,34		-19,74	
<b>VSWR</b>	1,24		1,23	
<b>Ganho Realizável (dBi)</b>	12,51	12,51	12,41	12,35
<b>NLS (dB)</b>	-13,80	-18,70	-14,12	-30,20
<b>Largura do lóbulo principal (-3 dB)</b>	19,90°	74,10°	20°	73°

## Capítulo 5

### 5 Comparação entre Antenas

*A priori*, foi caracterizada uma antena com fendas no plano zy (Capítulo 3), a qual foi alvo de simulações e medições experimentais. Posteriormente no capítulo 4, foi apresentada uma antena com características semelhantes à antena do capítulo 3, embora com fendas situadas no plano zx.

Ao longo deste capítulo, será feita uma comparação baseada nos resultados obtidos para cada uma das antenas. O resultado desta comparação permitirá conhecer as vantagens e desvantagens de cada uma delas. Esta comparação será dividida em duas partes, comparação entre resultados obtidos por simulação e comparação entre resultados obtidos por medições efectuadas na Câmara Anecóica.

#### 5.1 Comparação entre resultados obtidos por simulação

Inicialmente, à semelhança do estudo feito para cada uma das antenas, será analisado o coeficiente de onda estacionária. No gráfico seguinte pode observar-se este parâmetro para as duas antenas.

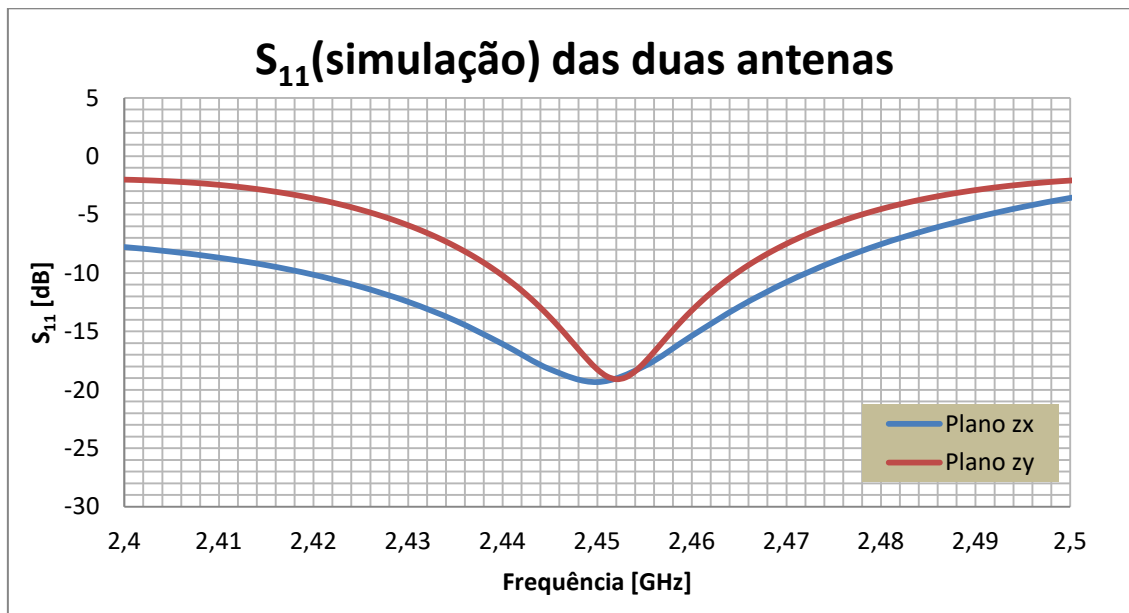
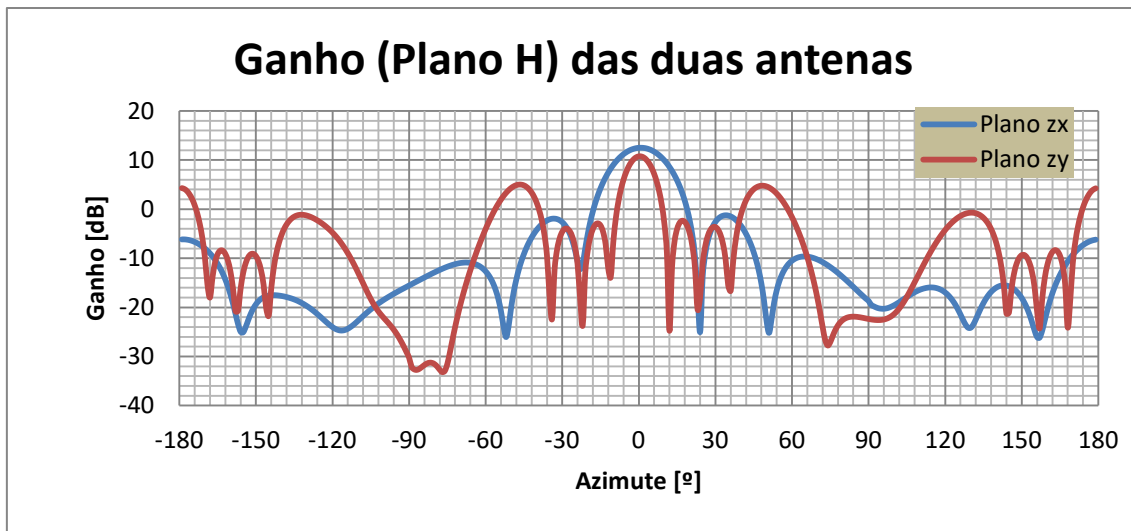


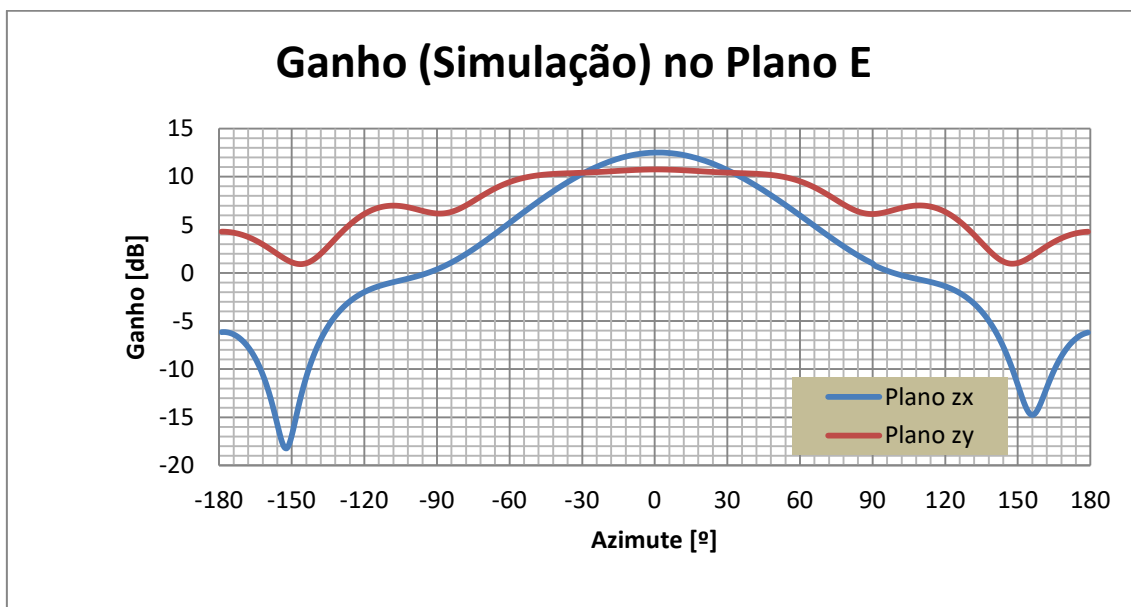
Figura 5.1 –  $S_{11}$  (Simulação) das duas antenas em estudo

Perante a análise da Figura 5.1 é possível afirmar que ambas as antenas estão adaptadas. No entanto, a antena com fendas no plano zx, encontra-se melhor adaptada do que a antena com fendas no plano zy.



**Figura 5.2 – Ganho (Plano H) das duas antenas em estudo**

A simulação para a obtenção das curvas do ganho no plano H, permitiu construir o gráfico que constitui a Figura 5.2. Nele destacam-se dois lóbulos principais, um em cada curva, no entanto, o lóbulo da curva a vermelho apresenta uma largura menor do que o da curva a azul. Esta característica permite afirmar que a antena com fendas no plano zy é mais directiva. Em contrapartida, a antena com lóbulos no plano zx, tem como vantagem face à sua concorrente, o facto de ter um NLS (nível de lóbulos secundários) mais pequeno.



**Figura 5.3 – Ganho no plano E das duas antenas em estudo**

Na Figura 5.3, é possível observar a distribuição do ganho obtida para o plano E, nos diferentes azimutes. Neste diagrama, a antena com fendas no plano zx, apresenta duas grandes vantagens, um ganho maior e um nível de lóbulos secundários inferior. É possível observar, para antena com fendas no plano zy, que o ganho mantém-se constante entre os -

60° e os 60°, o que permite afirmar que, para este plano de radiação, esta antena é praticamente isotrópica. A antena com fendas no plano zx, por sua vez, apresenta um lóbulo principal mais estreito neste plano de polarização, o que a torna mais directiva que a antena anterior.

**Tabela 5.1 – Tabela resumo da comparação entre resultados obtidos por simulação com stub das duas antenas em estudo**

	Antena com fendas no plano zx		Antena com fendas no plano zy	
	Plano H	Plano E	Plano H	Plano E
<b>S<sub>11</sub>(dB)</b>	-19,34		-18,25	
<b>VSWR</b>	1,24		1,28	
<b>Ganho Realizável (dBi)</b>	12,51	12,51	10,8	10,8
<b>NLS (dB)</b>	-13,80	-18,70	-5,1	-7,1
<b>Largura do lóbulo principal (-3dB)</b>	19,90°	74,10°	10,3°	147,9°

Na Tabela 5.4, encontram-se todos os resultados, fruto da comparação entre resultados experimentais obtidos por simulação, entre as duas antenas em estudo. Mediante a observação da tabela verifica-se que, para o  $S_{11}$  e para o VSWR, as antenas apresentam valores muito semelhantes. Estes valores garantem uma boa adaptação de ambas as antenas. Quanto ao ganho, a antena com fendas no plano zx apresenta, em ambos os planos, um valor superior, de valor aproximadamente 1,8dB. No que concerne ao NLS, a antena com fendas no plano zy apresenta um valor superior, o que face à concorrente é desvantajoso. Numa antena de fendas quanto menor o NLS melhor é a radiação da antena, pois os lóbulos secundários produzem interferência com radiação emitida pelo lóbulo principal. No que diz respeito à largura de feixe a -3dB, a antena com fendas no plano zy é mais directiva, devido ao seu lóbulo principal ter uma menor amplitude. Considerando-se todas as características da tabela, a antena com fendas no plano zx apresenta vantagens contra as quais a antena com fendas no plano zy não pode competir. O único ponto em que esta é superior à concorrente é, a largura do lobo principal que é mais estreito em 9° no plano H, o que torna a o agregado de fendas no plano zy mais directivo. Em compensação no plano E o agregado no plano zy é praticamente omnidireccional.



## 5.2 – Comparação entre resultados obtidos experimentalmente

Na Figura 5.4 é possível observar o  $S_{11}$  da antenna com fendas no plano zx (curva a azul) e o mesmo parâmetro para a antenna com fendas no plano zy (curva a vermelho).

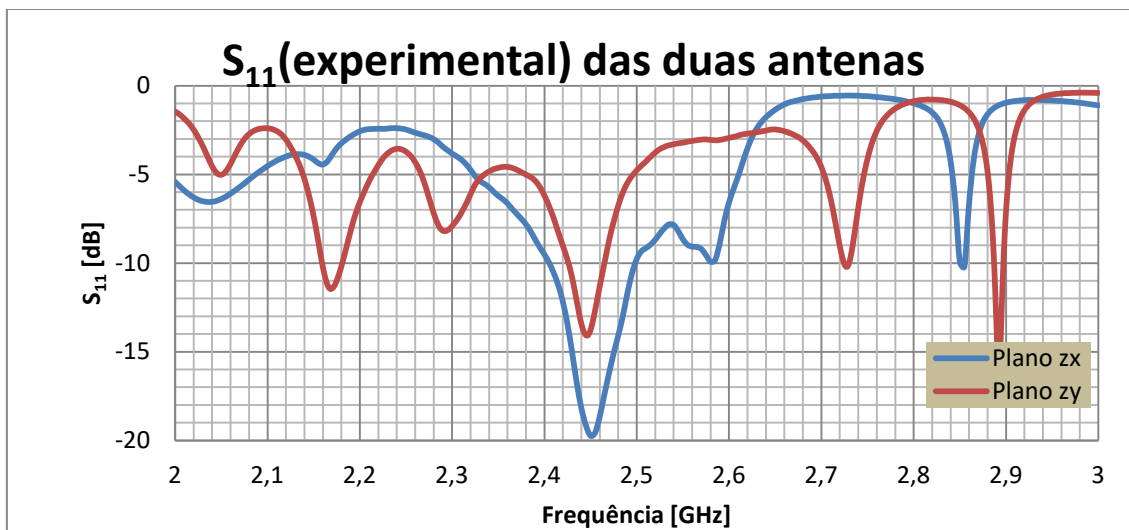


Figura 5.4 –  $S_{11}$  (experimental) das duas antenas em estudo

No gráfico da Figura 5.4 é possível observar que a antenna com fendas no plano zx apresenta  $S_{11}$  inferior ao da antenna com fendas no plano zy. No entanto ambos os valores de  $S_{11}$  são aceitáveis. Importa lembrar que, o valor do  $S_{11}$  da antenna com fendas no plano zy (-13,8) é maior do que o mínimo exigido (-15dB), situação que pode dever-se ao ajuste manual do *stub*, como já foi referido anteriormente.

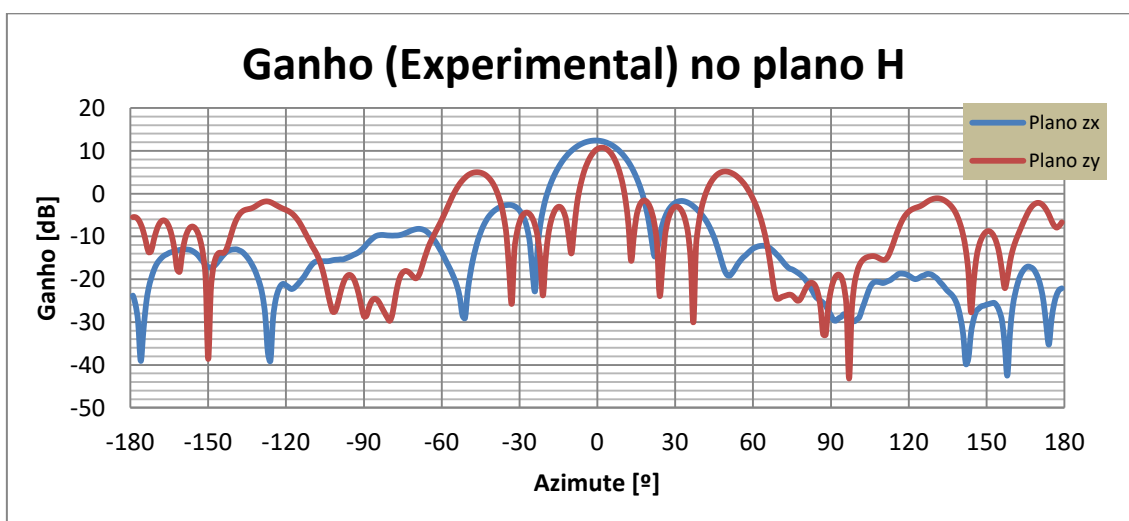
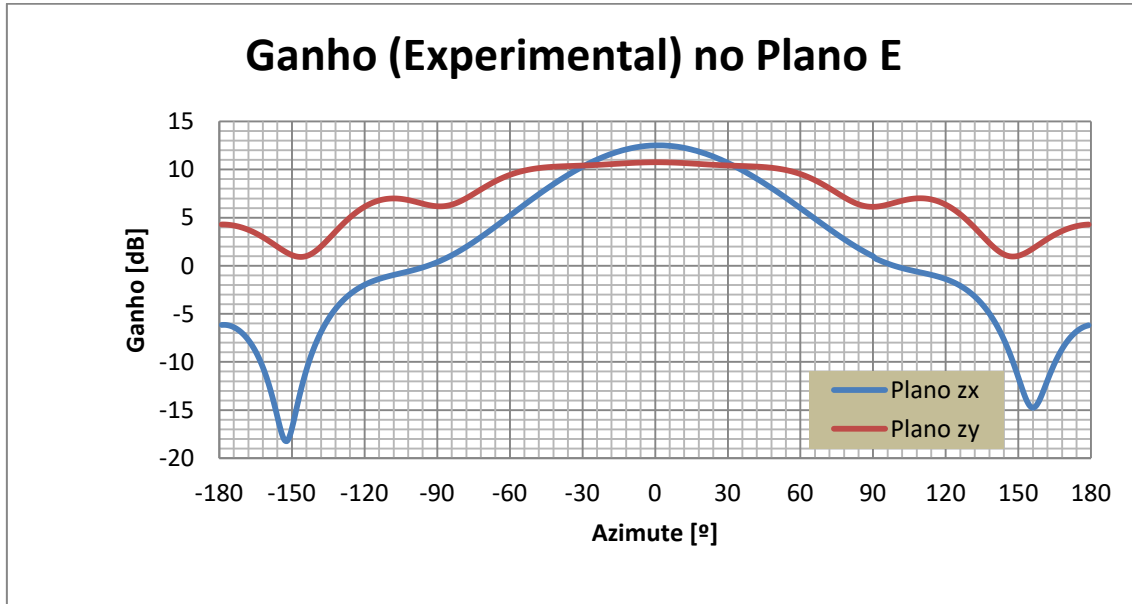


Figura 5.5 – Ganho no plano H das duas antenas em estudo

A Figura 5.5 permite observar que, para o plano H, a antenna com fendas no plano zx tem um ganho realizável superior. No entanto, a antenna com fendas no plano zy é mais directiva, facto corroborado pela menor largura do lóbulo principal (azimute apresenta valor zero). Posteriormente neste capítulo, para este plano de radiação, serão ainda analisados factores em análise tais como, largura de feixe a -3dB bem como o nível de lóbulos secundários.



**Figura 5.6 – Ganho (Simulação) no Plano E das duas antenas em estudo**

À semelhança do plano H, também no plano E a antenna com fendas no plano zx apresenta um ganho superior à antenna com fendas no plano zy, no entanto esse ganho máximo, é restrito para azimutes entre  $-30^\circ$  e  $30^\circ$ . A antenna desenvolvida neste trabalho (plano zy) apresenta um maior intervalo em termos de azimute para o ganho máximo, isto é para valores de azimute entre  $-60^\circ$  e  $60^\circ$  o ganho mantém-se constante. A observação destes intervalos, para os quais o ganho é máximo, permite concluir quanto à directividade das antenas. Como tal, para a antenna de fendas no plano zx é mais directiva consequência de apresentar um intervalo inferior. A antenna com fendas no plano zx apresenta ainda um NLS bastante inferior ao da sua concorrente. Este facto torna-a, antenna com fendas no plano zx, a menos susceptível a interferências causadas pelos lóbulos secundários.

**Tabela 5.2 – Tabela resumo da comparação entre resultados experimentais com *stub* das duas antenas em estudo**

	Antena com fendas no plano zx		Antena com fendas no plano zy	
	Plano H	Plano E	Plano H	Plano E
<b><math>S_{11}</math>(dB)</b>	-19,74		-13,8	
<b>VSWR</b>	1,23		1,52	
<b>Ganho Realizável (dBi)</b>	12,41	12,35	10,75	10,65
<b>NLS (dB)</b>	-14,12	-30,20	-5,18	-6,48
<b>Largura de lóbulo principal (-3dB)</b>	20°	73°	9°	146°

Na Tabela 5.2, podem ser consultados todos os valores obtidos experimentalmente resultantes da comparação entre as antenas em estudo. Através da observação dos valores do parâmetro  $S_{11}$  conclui-se que, a antena com fendas no plano zx, encontra-se melhor adaptada do que a antena com fendas no plano zy. Este resultado, destaca-se dos resultados obtidos por simulação, em que ambas as antenas tinham valores de  $S_{11}$  idênticos. Este resultado pode ser explicado pela deficiente construção da antena ou um mau ajuste do stub. Quanto aos restantes parâmetros, verifica-se que não variaram significativamente face aos valores obtidos por simulação. A antena com fendas no plano zx continua a apresentar-se como a antena mais consistente em termos gerais, isto é, apresenta valores razoavelmente bons em todos os parâmetros. No entanto, a antena com fendas no plano zx tem todas as condições para ser utilizada para o objectivo que foi construída, restrita porém a algumas aplicações. Por exemplo quando for necessária uma antena mais directiva, a antena a utilizar pode ser a antena com fendas no plano zy. No entanto, é necessário analisar previamente a influência que os lóbulos secundários terão na radiação da antena, na medida em que podem causar muita interferência, e nesse caso deve-se então, recorrer à antena com fendas no plano zx.

## Capítulo 6

### 6 Conclusões

#### 6.1 Considerações finais

Com o crescimento e desenvolvimento dos sistemas de transporte de informação, hoje em dia, o utilizador final tem à sua disposição um vasto leque de serviços (Televisão, Internet, Telefone, etc.). As comunicações sem fios (*Wireless*) afirmam-se, cada vez mais, como o meio preferencial dos utilizadores para acederem aos serviços que a rede coloca à sua disposição. Seja em casa, através da sua rede doméstica, seja no local de trabalho, através da rede da empresa ou até mesmo em espaços lúdicos (Centros Comerciais, Bares, etc.), a tecnologia *Wireless* está presente. Esta tecnologia permite aumentar a flexibilidade de acesso, proporcionar um serviço pago de forma totalmente gratuita e ainda facilitar a criação de uma rede posterior à construção de um edifício.

Esta dissertação surgiu no sentido de, efectuar um estudo comparativo entre duas antenas de fendas em diferentes planos do guia de ondas. Uma das antenas foi fruto de um trabalho anterior, enquanto a outra foi objecto de estudo e análise ao longo desta dissertação. O desenvolvimento do estudo surge da necessidade de criar alternativas às antenas wireless existentes, optimizando-as em pontos-chave como por exemplo, facilidade de construção e custo de produção.

Na elaboração desta dissertação, além do conhecimento teórico utilizado no dimensionamento da antena, foram utilizadas ferramentas sem as quais era impossível a sua realização. Entre elas destacam-se o software CST MWS, que permitiu realizar simulações das duas antenas em estudo. A Câmara Anecóica do DEEC/IST e o Network Analyser foram igualmente duas ferramentas utilizadas, neste caso para a determinação dos valores experimentais dos protótipos das antenas.

Foram realizadas análises similares às duas antenas em estudo. Esta análise teve por base todos os itens que devem constar num projecto de engenharia. Sendo assim, foi efectuado no Capítulo 2 um estudo teórico com o objectivo de perceber o comportamento das ondas dentro do guia, o comportamento de uma fenda num plano metálico e ainda o comportamento de um agregado de fendas. Esta análise facilitou a abordagem ao dimensionamento da antena.

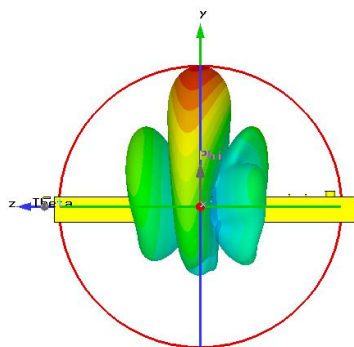
Feita a análise teórica, seguiu-se um procedimento idêntico quer para a antena com fendas no plano zy (Capítulo 3), quer para a antena do plano zx (Capítulo 4). Este procedimento englobou quatro etapas fundamentais: a construção da antena, medidas obtidas por simulação, medidas obtidas experimentalmente e finalmente comparação entre resultados experimentais e simulados. Na primeira etapa, projectaram-se as antenas. Esta tarefa abrangeu sub-etapas

como o dimensionamento de parâmetros inerentes a propagação no guia, posicionamento das fendas do guia, dimensionamento das fendas. Deve realçar-se que, a antenna com fendas no plano zx possui um dimensionamento mais complicado, devido ao facto de ser necessário calcular o offset. Na segunda etapa desenhou-se a antenna no simulador CST MWS e registaram-se os resultados obtidos. De seguida, na terceira etapa, foram apresentadas as medidas experimentais obtidas através de recurso à Câmara Anecóica e ao Network Analyser. Por fim, na quarta e última etapa, foram comparados os resultados obtidos nas duas etapas anteriores, entenda-se, resultados obtidos por simulação e obtidos experimentalmente. Importa ainda referir, que a análise efectuada teve por base aspectos como o coeficiente de onda estacionária, ganhos em ambos os planos de radiação, largura de feixe a -3dB e Nível de Lóbulos Secundários.

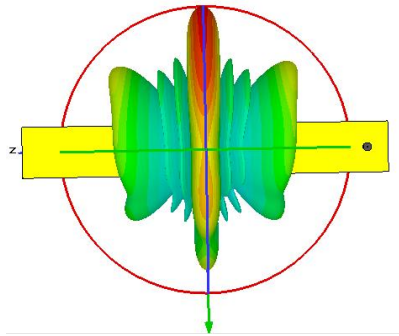
Os resultados experimentais obtidos para a antenna com fendas no plano zy, coincidem, com os resultados obtidos por simulação, para parâmetros tais como o ganho (Plano H e Plano E), o nível de lóbulos secundários (NLS) e a largura de feixe a -3dB. As diferenças existentes não ultrapassam os 2dB, garantindo assim, a credibilidade das medições efectuadas. Quanto ao parâmetro  $S_{11}$ , o valor experimental apresenta um valor aproximadamente 4dB superior ao obtido por simulação. Este facto deve-se a dificuldades no ajuste do stub. O valor do  $S_{11}$  obtido, permite calcular o VSWR, consequentemente, o resultado será afectado do desvio de valores registado na comparação anterior. No entanto, o desvio entre valores experimental e simulado não ultrapassa os 0,3dB.

Após a análise das duas antenas individualmente efectuou-se, no Capítulo 5, uma comparação entre ambas. Dividiu-se esta comparação em duas partes principais, comparação das medidas obtidas por simulação e comparação das medidas obtidas experimentalmente. Concluiu-se quanto a vantagens de uma face à outra, assim como quanto às suas respectivas desvantagens.

Seguidamente, é possível observar duas figuras, os diagramas de radiação 3D nas antenas com fendas no plano zx e no plano zy.

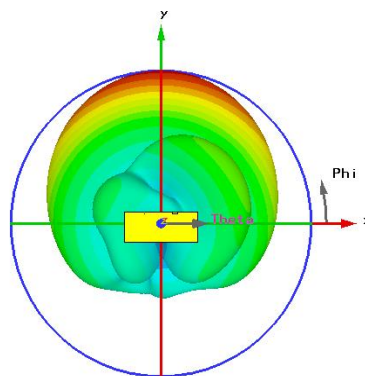


**Figura 6.1 – Diagrama de radiação 3D (Perspectiva segundo o Plano H) da antenna com fendas no plano zx**

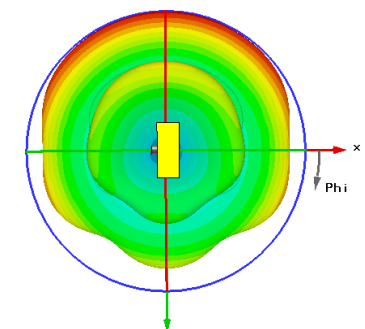


**Figura 6.2 – Diagrama de radiação 3D (Perspectiva segundo o Plano H) da antena com fendas no plano zy**

Através da observação dos gráfico anteriores, Figura 6.1 e Figura 6.2, verificam-se diferenças ao nível do lóbulo principal, isto é, o lóbulo principal da Figura 6.1 apresenta uma largura de feixe superior relativamente ao da Figura 6.2. Este facto permite afirmar que a antena com fendas no plano zy é mais directiva, no plano H, que a antena com fendas no plano zx. É ainda possível verificar que o nível de lóbulos secundários é superior na antena com fendas no plano zy.



**Figura 6.3 – Diagrama de radiação 3D (Perspectiva segundo o plano E) da antena com fendas no plano zx**



**Figura 6.4 – Diagrama de radiação 3D (Perspectiva segundo o plano E) da antena com fendas no plano zx**

Analisando as Figuras 6.3 e 6.4, correspondentes aos diagramas de radiação 3D das antenas em estudo, segundo uma perspectiva diferente, é possível concluir que as antenas apresentam comportamentos distintos. Comparando os lóbulos principais, à semelhança do estudo efectuado para as figuras 6.1 e 6.2, é possível verificar que a antena com fendas no plano zx apresenta uma largura de feixe inferior quando comparada com a largura de feixe da antena com fendas no plano zy. Relativamente à antena com fendas no plano zy, pode dizer-se que é praticamente isotrópica neste plano de radiação. Esta situação pode ser solucionada colocando uma rede metálica na retaguarda da antena.

De um modo geral, verificou-se que antena com fendas no plano zx apresenta-se, contabilizando todos os parâmetros em análise, como a opção mais viável. Os parâmetros que se realçaram e que conferiram vantagem à antena com fendas no plano zx foram o ganho, o nível de lóbulos secundários e o coeficiente de onda estacionária. Tendo em atenção apenas os valores experimentais, as vantagens podem ser classificadas numericamente, a saber, o ganho da antena com fendas no plano zx superioriza-se 2dB ao ganho da sua concorrente. Em relação ao coeficiente de onda estacionária, este é inferior, aproximadamente 5dB ao da antena com fendas no plano zy. Por fim, em relação ao nível de lóbulos secundários, para o plano H, a antena com fendas no plano zx apresenta um valor inferior, aproximadamente 10dB, para o plano E o valor é inferior em cerca de 24dB.

As medições obtidas ao longo deste trabalho, entenda-se apenas as medidas experimentais, não tiveram em conta os erros de leitura e medição dos dispositivos usados nas diferentes sessões de medidas. No entanto, os resultados obtidos experimentalmente, quando comparados com os resultados obtidos por simulação, revelaram-se em algumas situações praticamente coincidentes, o que dá credibilidade aos resultados obtidos.

Ao iniciar-se esta dissertação, a ambição de criar uma antena melhor quando comparada com a antena já existente era grande. No entanto, ao longo do trabalho os resultados obtidos iam contra a ambição inicial, porém, pode considerar-se que os objectivos a que se propunha esta dissertação foram cumpridos. Pois, assim como uma dissertação anterior serviu de ponte para o desenvolvimento desta dissertação, também ela o poderá ser para um trabalho futuro.

## **6.2 Perspectivas de Trabalho Futuro**

A engenharia está em constante evolução, sendo assim torna-se essencial desenvolver novas tecnologias bem como otimizar as já existentes. Como foi referido anteriormente, este trabalho surgiu de uma perspectiva de trabalho futuro de uma dissertação anterior. A linha do desenvolvimento científico é contínua, pelo que este trabalho pode servir de motivação à realização de outros.

Seguidamente, apresenta-se alguns projectos que podem seguir-se a esta dissertação:

- Aumento do número de fendas a posicionar no guia. À semelhança de estudos efectuados para o plano  $zx$ , também para o plano  $zy$  seria conveniente estudar uma antena por exemplo com 8 fendas.
- Testar novas formas de alimentação do guia, como por exemplo uma fonte frequentemente em microondas - o Díodo de Gun.



## Referências

1. RODRIGUES, JOÃO FILIPE TAVARES. **Estudo Comparativo, Realização, Teste e simulação de Duas Antenas Wi-Fi Constituídas por Guias de Onda com Fendas**. 2010.
2. Disponível em: < <http://reocities.com/CollegePark/1115/teoria.html> >. Acesso em: 15 Agosto 2011.
3. MARÇAL, M. H. C. C. **Guias de Onda**. [S.l.]: Academia Militar, 2002.
4. STANCULOVIC, S. **Theoretical synthesis and experimental measurements of slotted waveguide feeding systems for 2,45 GHz industrial microwave heating installations - PhD Thesis**. Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik - Universität Karlsruhe. [S.l.]. 2006.
5. COLLIN, R. E. **Field Theory of Guided Waves**. [S.l.]: McGraw-Hill Book Company, 1960.
6. FARO, M. de ABREU. **Propagação e Radiação de ondas Electromagnéticas**. s.l. : Técnica AIST, 1984.
7. KRAUS, J. D. **Antennas**. [S.l.]: McGraw-Hill Book Company, 1950.
8. STEVENSON, A. F. **Theory of Slots in Rectangular Wave-Guides**. Department of Mathematics, University of Toronto, Toronto, Canada : Journal of Applied Physics, 1947.
9. WADE, P. **Microwave Antenna Book**. [S.l.]: [s.n.], 2003.

## Bibliografia

RODRIGUES, JOÃO FILIPE TAVARES. **Estudo Comparativo, Realização, Teste e simulação de Duas Antenas Wi-Fi Constituídas por Guias de Onda com Fendas**. 2010.

Disponível em: < <http://reocities.com/CollegePark/1115/teoria.html> >. Acesso em: 15 Agosto 2011.

MARÇAL, M. H. C. C. **Guias de Onda**. [S.l.]: Academia Militar, 2002.

STANCULOVIC, S. **Theoretical synthesis and experimental measurements of slotted waveguide feeding systems for 2,45 GHz industrial microwave heating installations - PhD Thesis**. Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik - Universität Karlsruhe. [S.l.]. 2006.

COLLIN, R. E. **Field Theory of Guided Waves**. [S.l.]: McGraw-Hill Book Company, 1960.

FARO, M. de ABREU. **Propagação e Radiação de ondas Electromagnéticas**. [S.l.] : Técnica AIST, 1984.

KRAUS, J. D. **Antennas**. [S.l.]: McGraw-Hill Book Company, 1950.

STEVENSON, A. F. **Theory of Slots in Rectangular Wave-Guides**. Department of Mathematics, University of Toronto, Toronto, Canada : Journal of Applied Physics, 1947

MONDAL, M.; CHAKRABARTY, A. Parametric study of waveguide slots and analysis of radiation pattern for the design of waveguide array antenna. **Progress In Electromagnetics Research M**, v. 4, p. 93-103, 2008.

JAN, C.-G. et al. Analysis of edge slots in rectangular waveguide with finite waveguide wall thickness. **IEEE transactions on antennas and propagation**, v. 44, p. 1120-1126, 1996.

LI, J.-Y.; LI, L.-W. **Analysis of omnidirectional waveguide slots array antennas**. [S.l.]: IEEE, 2003.

RENGARAJAN, S. R. Compound broad-wall slots for array applications. **IEEE antennas and propagation magazine**, p. 20-26, Dezembro 1990.

MONDAL, M.; CHAKRABARTY, A. Resonant length calculation and radiation pattern synthesis of longitudinal slot antenna in rectangular waveguide. **Progress In Electromagnetic Research Letters**, v. 3, p. 187-195, 2008.

LO, Y. T.; LEE, S. W. (Eds.). **Antenna Handbook**. New York: Van Nostrand Reinhold, v. II.

BALANIS, C. A. Antenna Theory: A review. **Proceedings of the IEEE**, v. 80, p. 7-23, Janeiro 1992.

ROUBINE, E.; BOLOMEY, J. C. **Antennas**. [S.l.]: North Oxford Academic Publishers, v. 1, 1987.

WOLFF, E. A. **Antenna Analysis**. [S.l.]: John Wiley & Sons, Inc, 1966.

ELLIOTT, R. S. **Antenna Theory Design**. New Jersey: [s.n.], 2003.

OLINER, A. A. The impedance properties of narrow radiating slots in the broad face of rectangular waveguide. **IEEE transactions on antennas and propagation**.

BOOKER, H. G. Slot aeriels and their relation to complementary wire aeriels (Babinet's Principle). **IEEE**, p. 620-626, Maio 1946.

ELLIOTT, R. S. The design of small slot arrays. **IEEE transactions on antennas and propagation**, v. AP-26, p. 214-219, Março 1978

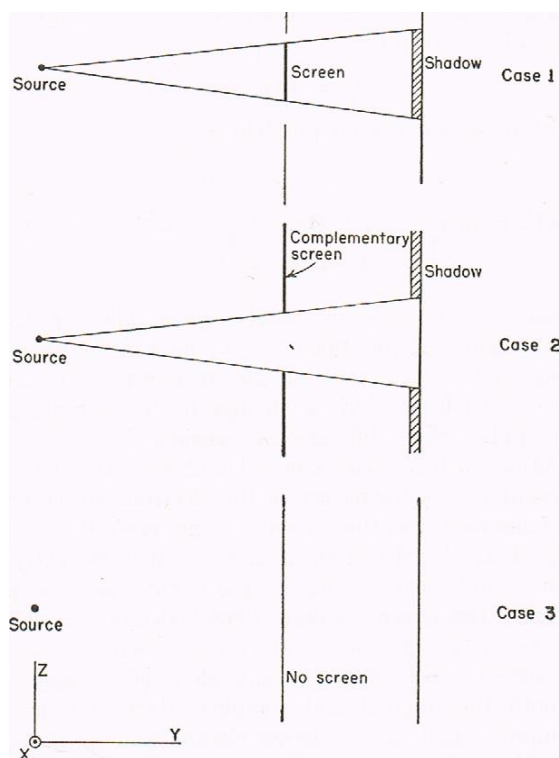
Disponível em: < <http://www.antenna-theory.com/antennas/aperture/slottedWaveguide.php>>  
Acesso em: 13 Julho 2011

Disponível em: < <http://www.turnpoint.net/wireless/cantennahowto.html>> Acesso em: 13 Julho 2011

## Anexos

### Anexo A

Para uma melhor percepção do Princípio de Babinet, é necessário recorrer à sua aplicação no domínio da óptica [7]. Considere-se uma fonte de energia que ilumina dois planos, um plano condutor não reflector com orifícios (forma e disposição aleatória), outro apenas formado por porções capazes de preencher o plano anterior, caso estes estivessem sobrepostos. O Princípio de Babinet assegura que, a soma das perturbações causadas em qualquer ponto atrás dos planos (plano inicial e respectivo complementar), é igual a mesma perturbação causada caso não existisse plano nenhum.



**Figura A.1 - Ilustração óptica do Princípio de Babinet [7]**

Compreendendo o que foi referido anteriormente, e observando a Figura 1, é possível entender melhor o princípio, é também possível visualizar dois planos, para cada caso em estudo, um de incidência e outro de observação. A Figura 1 está dividida em três “casos”.

No primeiro caso, é possível observar um plano totalmente absorvente a ser iluminado, em que é projectada no plano de observação uma zona de sombra, zona correspondente ao plano absorvente, em que não existe qualquer recepção de campo. Nas extremidades do plano absorvente existe passagem do campo, e consequente recessão do mesmo no plano de observação.

No caso 2, é possível observar o plano absorvente complementar do primeiro. Neste caso, existem duas zonas de sombra, onde o campo não atinge o plano de observação, no entanto existe passagem de campo onde o campo absorvente tem uma interrupção.

No terceiro e último caso, não existe qualquer plano de absorção, pelo que, o campo incidente é totalmente recebido pelo plano de observação.

Assim sendo, pode-se representar por uma expressão, o campo por detrás do plano do primeiro caso [7]:

$$F_s = f_1(x, y, z) \quad (1)$$

No segundo caso, por analogia, é possível definir o campo por detrás do plano complementar [7]:

$$F_{cs} = f_2(x, y, z) \quad (2)$$

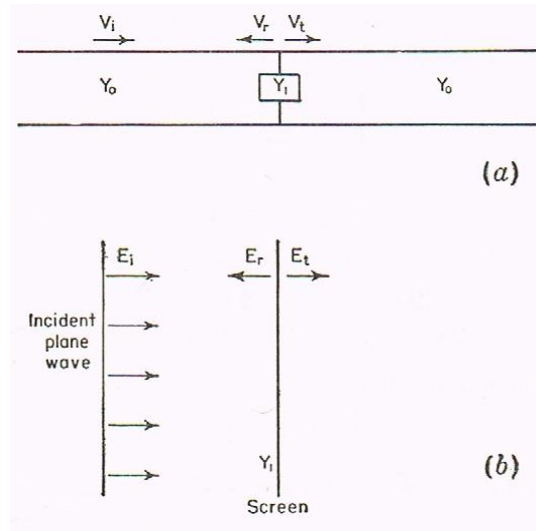
No terceiro caso, o campo é dado pela expressão [7]:

$$F_0 = f_3(x, y, z) \quad (3)$$

Segundo o Princípio de Babinet, e utilizando as fórmulas 1,2 e 3, o campo para o mesmo ponto [7]:

$$F_s + F_{cs} = F_0 \quad (4)$$

Por analogia, pode recorrer-se à utilização de uma aproximação a uma linha de transmissão constituída por dois fios (Figura 2). Considerando-se uma linha de transmissão, na qual incide uma onda de valor ( $V_i$ ) com uma impedância característica conhecida, existe uma parcela da onda incidente é reflectida pela admitância de desvio, enquanto a restante é transmitida. Por analogia, o mesmo acontece com uma onda plana, de intensidade  $E_i$  a incidir, perpendicularmente, num plano metálico que tem uma admitância por área igual à admitância de desvio da linha de transmissão. Do mesmo modo, existe uma parte da onda que é reflectida e outra que é transmitida. Na Figura 3, é possível visualizar a linha de transmissão e o plano metálico.



**Figura A.2 - Admitância de uma linha de transmissão [7]**

Considerando-se que a linha de transmissão, tem um valor de impedância  $Z_0$ , a admitância da linha vem dada por [7]:

$$Y_0 = \frac{1}{Z_0} [S] \quad (5)$$

Como foi explicado anteriormente, existe uma parte da onda incidente ( $V_i$ ) que é reflectida ( $V_r$ ) e uma parte da onda transmitida ( $V_t$ ), pelo que se pode calcular o coeficiente de transmissão, utilizando a expressão seguinte [7]:

$$\tau_\theta = \frac{V_t}{V_i} = \frac{2Y_0}{2Y_0 + Y_1} \quad (6)$$

Do mesmo modo, para uma onda incidente num plano condutor ( $E_i$ ), existirá uma parte da onda que será reflectida ( $E_r$ ), e uma parte da onda que será transmitida ( $E_t$ ). Importa referir que o plano condutor tem uma admitância  $Y_1$ . Assim, o coeficiente de transmissão é dado por [7]:

$$\tau_E = \frac{E_t}{E_i} = \frac{2Y_0}{2Y_0 + Y_1} \quad (7)$$

Quando se substitui o plano condutor pelo respectivo complementar obtêm-se uma nova expressão para o coeficiente de transmissão [7]:

$$\tau'_E = \frac{E'_t}{E_i} = \frac{2Y_0}{2Y_0 + Y_2} \quad (8)$$

Considerando-se a inexistência de planos metálicos, determina-se que [7]:

$$E_1 + E_2 = E_0 \quad (9)$$

$$\frac{E_1}{E_0} + \frac{E_2}{E_0} = 1 \quad (10)$$

O que consequentemente origina que [7]:

$$\tau_E + \tau'_E = 1 \quad (11)$$

Substituindo as expressões 7 e 8 em 11, resulta:

$$\frac{2Y_0}{2Y_0 + Y_1} + \frac{2Y_0}{2Y_0 + Y_2} = 1 \Leftrightarrow Y_1 Y_2 = 4Y_0^2 \quad (12)$$

## Anexo B

Neste anexo podem ser observados os gráficos relativos ao VSWR e respectivas comparações entre simulação e medidas experimentais.

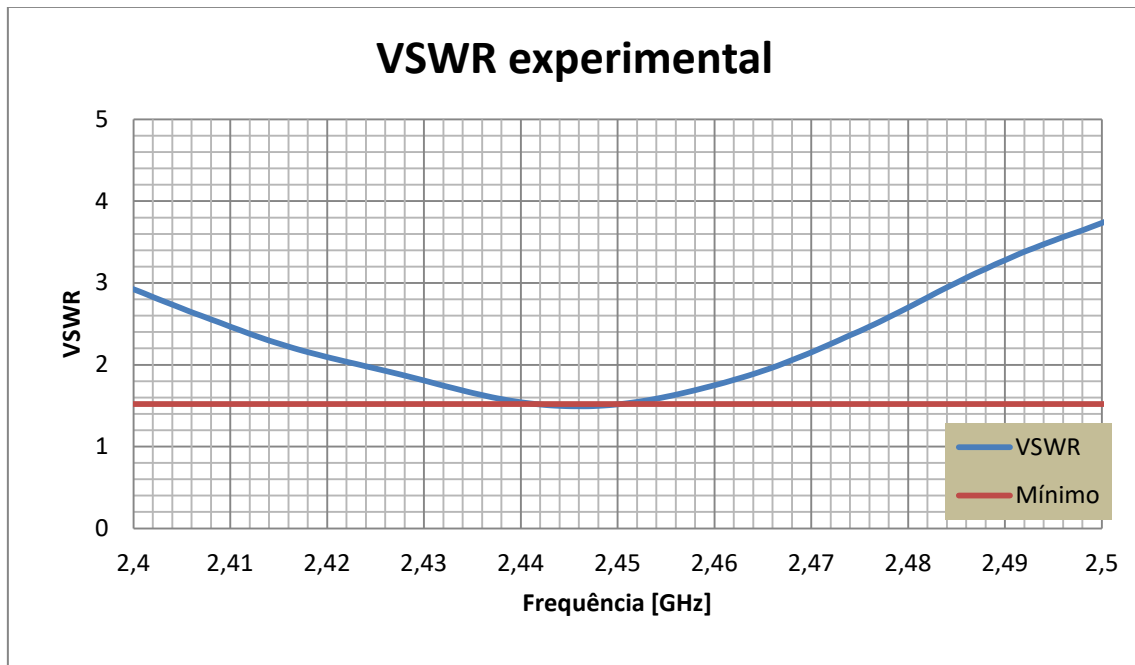


Figura A.3 – VSWR experimental da antena com fendas no plano zy

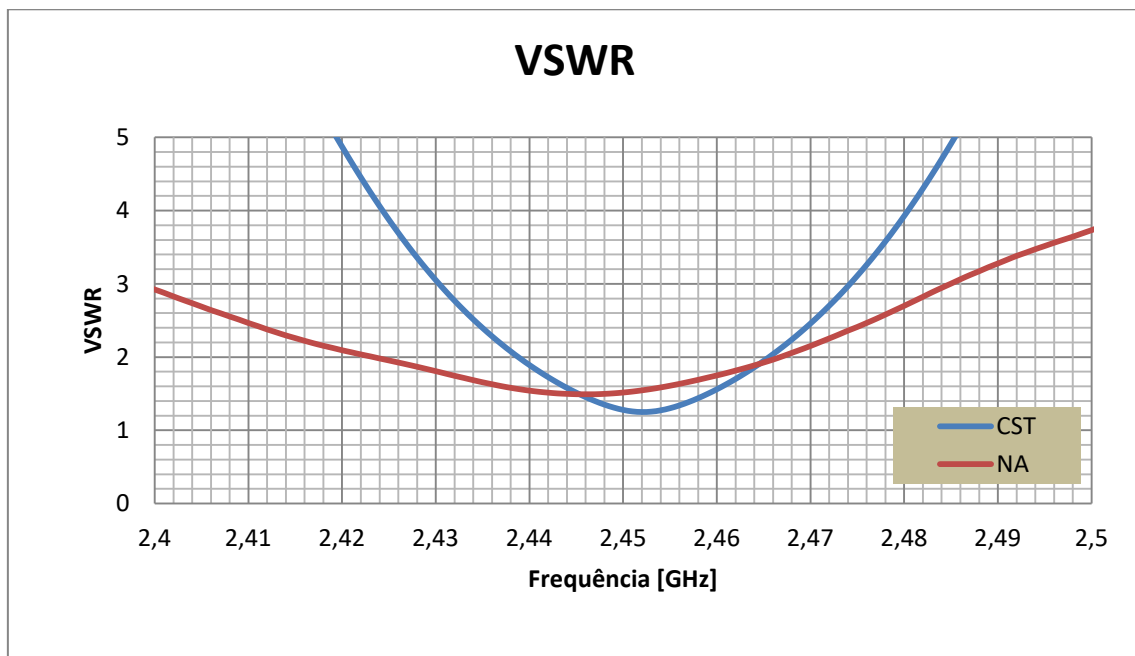
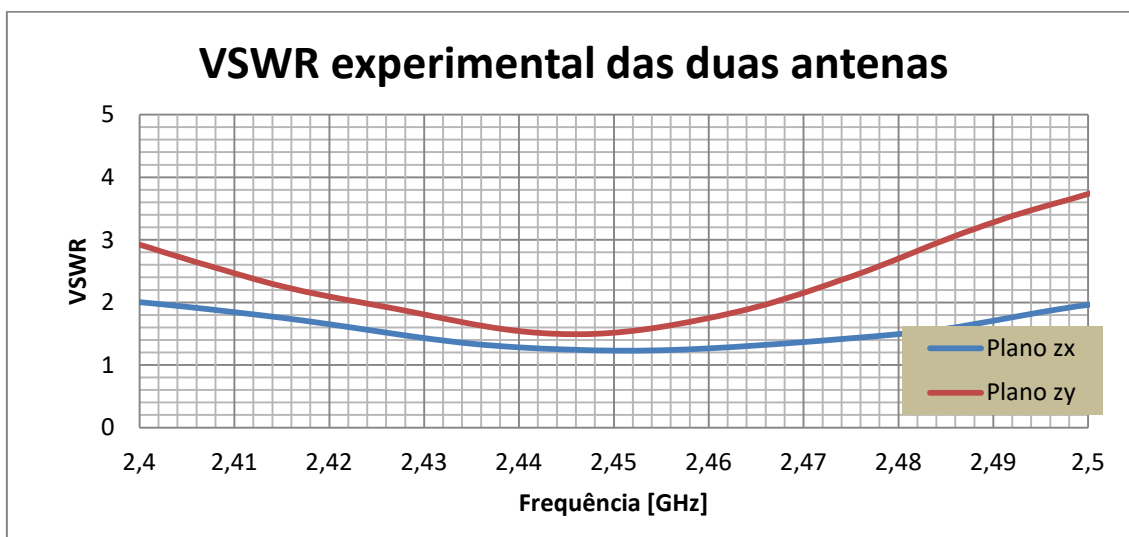
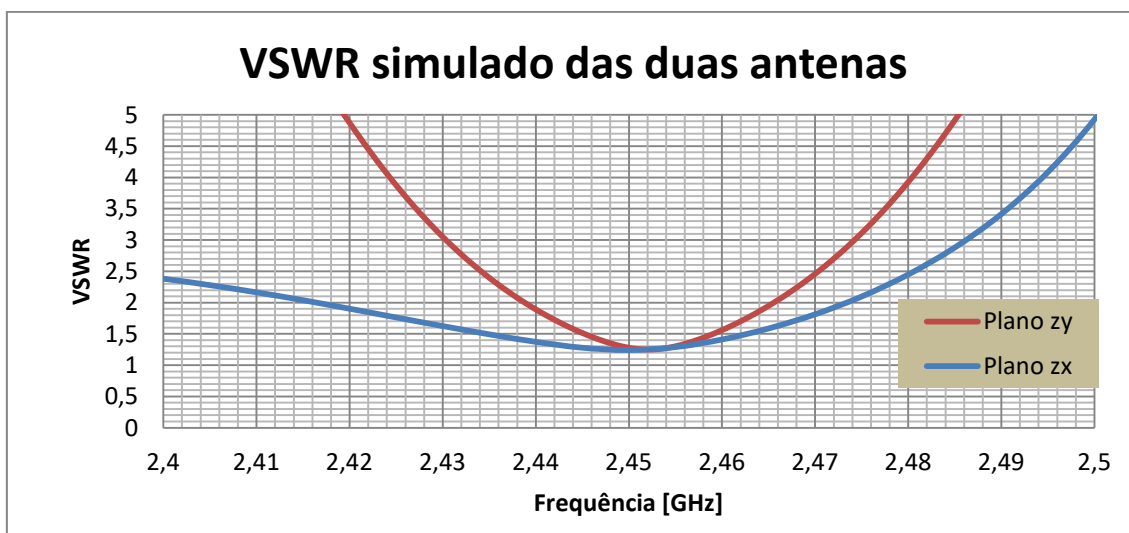


Figura A.4 - Comparação entre o VSWR simulado e o medido experimentalmente da antena com fendas no plano zy





**Figura A.5 – Comparação do VSWR experimental das duas antenas em estudo neste trabalho**



**Figura A.6 – Comparação do VSWR simulado das duas antenas em estudo neste trabalho**

## Anexo C

Seguidamente serão apresentados os gráficos das cornetas usadas na calibração do ganho.

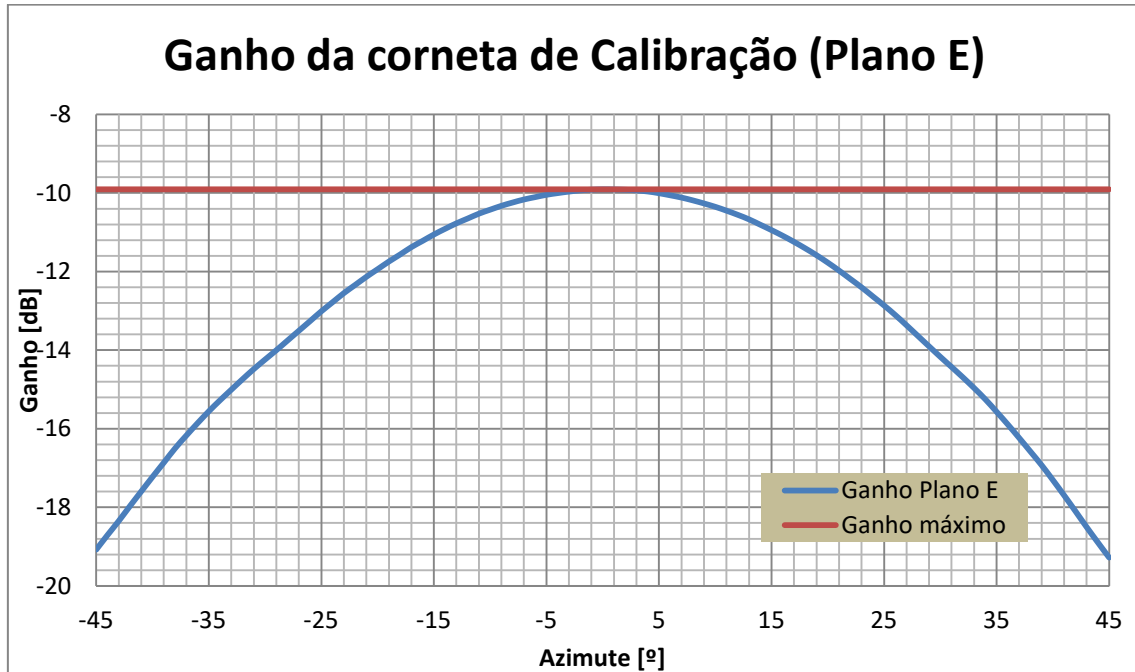


Figura A.7 - Corneta de calibração no plano E

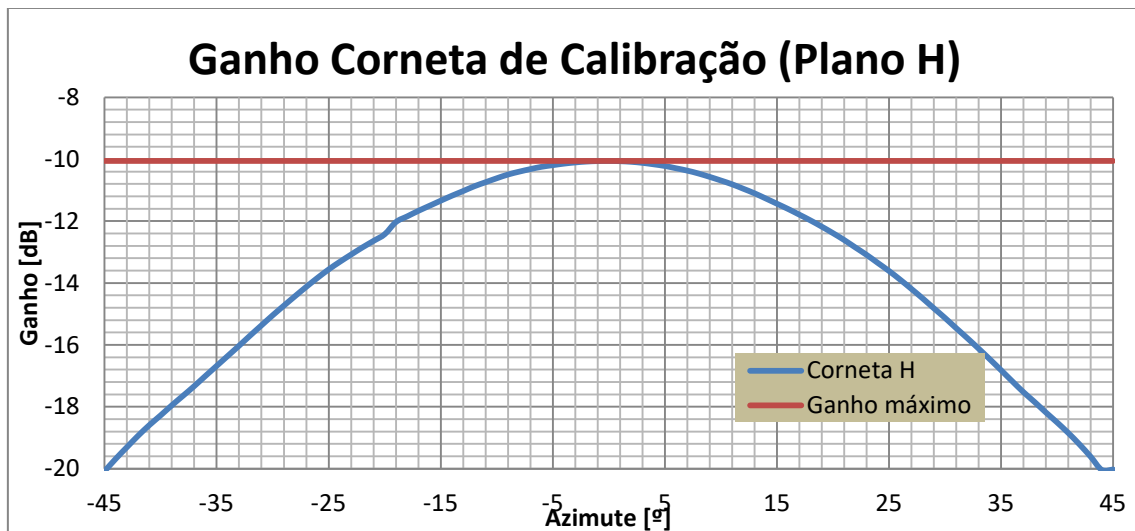


Figura A.8 - Corneta de calibração no plano H

O ganho Real das antenas pode ser calculado através da seguinte expressão:

$$G_{real} = G_{exp} + G_{Horn} - G_{E/H} [dB] \quad (12)$$

onde  $G_{exp}$  é o valor obtido na câmara anecóica,  $G_{Horn}$  é o ganho de catálogo da corneta e  $G_{E/H}$  é o ganho obtido pela corneta no respectivo plano.